

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences
EN ELECTROTECHNIQUE

Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone sans Balais à Double Alimentations

Présentée par :
SERHOUD Hicham
Soutenue publiquement le

Devant le jury composé de :

ZOUZOU Salaheddine	Professeur	Université de Biskra	Président
BENATTOUS Djilani	Professeur	Université d'El-Oued	Rapporteur
BENDAAS Mohamed Lokmane	Professeur	Université de Batna	Examinateur
DRID Said	Professeur	Université de Batna	Examinateur
MENCER Arezki	Professeur	Université de Biskra	Examinateur
BARA Kamel	Professeur	Université de Oum El-Bouaghi	Examinateur

REMERCIEMENTS

Je remercie Dieu en premier lieu. Ensuite je remercie

*Monsieur **Djilani Benattous**, Professeur à l'Université d'El-oued pour le fait d'accepter de rapporter cette thèse et ses encouragements dans le domaine de recherche.*

*Mes remerciements distingués vont aussi à Monsieur **Zouzous salaheddine**, professeur à l'Université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

Je remercie vivement les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce modeste mémoire :

***-Said Drid**, professeur à l'Université de Batna.*

***-Kamel Bara**, professeur à l'Université de Oum El Bouaghi.*

***-Mohamed Lokman Bendase**, professeur à l'Université de Batna.*

***-Menacer Arezki**, professeur à l'Université de Biskra.*

Enfin je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont participé à l'élaboration de ce travail.

Je dédie ce travail à toute ma famille et à mes amis

Résumé

Le travail présenté est une contribution à la commande robuste de la machine asynchrone sans balais à double alimentation (BDFM). Différentes techniques de commandes ont été développées. La commande vectorielle par flux orienté et le contrôle direct du couple, utilisant des régulateurs conventionnels, ont été abordés en premier lieu. On remarque que ces deux techniques assurent le découplage des courants de la BDFM dans le repère (d-q).

Puis, on s'est intéressé à la commande avancée de la BDFM. La commande floue et la commande par mode glissant ont été présentées, car elles assurent le découplage entre les puissances active et réactive et la robustesse lors des variations paramétriques. L'analyse détaillée du système de production d'énergie éolienne a été ensuite élaborée pour le mode de fonctionnement de la machine comme génératrice.

La commande sans capteur mécaniques est abordée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur, on s'est basé sur l'observateur de filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse du rotor qui peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement par l'utilisation des tensions et les courants de la (BP) et (BC) seulement.

Des simulations ont été effectuées pour valider chaque algorithme de commande développée. Les résultats obtenus, qui se traduisent par de meilleures performances dynamiques, sont plus que satisfaisants sur une large plage de vitesse.

Mots clés : Machine Asynchrone sans Balais à Double Alimentation, Commande Vectorielle, Logique Floue, Mode Glissant, Commande sans Capteurs.

ملخص

العمل المقدم في هذه الأطروحة اسهام في السيطرة القوية للماكنة الاتزامنية مضاعفة التغذية بدون فرشاة (BDFM)، وقد وضعت عدة خوارزميات، ، نبدأ بعرض تقديمي فعال سريع بالتحكم الشعاعي الكلاسيكية والتحكم المباشر في العزم ، التي تضمن فصل التيارات BDFM في المعلم (d-q)

ونحن نركز اهتمامنا على السيطرة القوية لـBDFM، وقد اقترحنا التحكم بواسطة المنطقة الغامض والتحكم الانزلاقي للتحكم والفصل بين الطاقة النشطة والمتفاعلة وضمان تحكم قوى لا يتأثر بتغير قيم المعاملات الداخلية للماكنة.

ثم تم تطوير تحليل مفصل على استراتيجية التحكم بدون جهاز استشعار، في حالة محرك وفي حالة مولدة بالاعتماد على مرشح كالمان الممدد لتقدير سرعة الدوار التي يكون لها نفعية اقتصادية وتحسين للاعتمادية فالمخطط المقترح يتكون من المرشح كالمان الموسعة مغذى بالتوترات وتيارات من PW و CW فقط.

وأجريت عمليات المحاكاة للتحقق من صحة كل نهج مقدم. ،فالناتج المتحصل عليها أثبتت أن الأداءات الديناميكية هي أكثر من مرضية على نطاق واسع من السرعات.

الكلمات المفتاحية :

الماكنة الاتزامنية مضاعفة التغذية بدون فرش ، تحكم شعاعي ، تحكم انزلاقي ، تحكم المنطق الضبابية، تحكم بدون جهاز استشعار

Abstract

This work deals with contribution to robust control to achieve the control of the Brushless Doubly-Fed Machine (BDFM) , several algorithms have been developed , the classical vector control and direct torque control using conventional controllers were discussed first , we note that these two techniques provide the decoupling between the currents of the BDFM in the reference (d-q) .

Then we became interested in the advanced control of the BDFM. fuzzy control and sliding mode control were presented, as they ensure the decoupling between active and reactive power and robustness during parametric variations. The detailed analysis of the production system of wind energy is developed, for the mode of operation of the machine as a generator in the wind power generation applied.

The sensorless control strategy is then discussed both generator and motor mod of operation. based on the observer extended Kalman filter for estimation of the rotor speed, which may have an economic interest and improve the dependability, by using only the voltages and currents of the (BP) and (BC).

The results of simulations were performed to validate each approach developed, which result in better dynamic performance is more than satisfactory over a wide speed range.

Keywords:

Brushless Doubly Fed Machines (BDFM), Vector control, sliding mode control, fuzzy logic control (FLC), sensouless control.

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre I : État de l'Art de la Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée (BDFM)	4
I.1. Introduction	4
I.2. Description de machine tournante sans balais doublement alimentée	5
I.2.1. La machine reluctance à double alimentation (BDFRM)	6
I.2.2. La machine asynchrone sans balais doublement alimentée (BDFM)	7
I.3. Principes de fonctionnement	9
I.3.1. Contraintes constructives et d'alimentation pour le fonctionnement correcte de la BDFM	9
I.4. Etat de l'art de la BDFM	10
4.1. État de l'art sur les stratégies de commande de la BDFM	11
I.4.1.1. Modèle basé sur deux référentiels vectoriels	11
I.4. 1.2. Modèle lié à un système de référence unique	13
I.4.1.3. Modèle du circuit couplé de la BDFM	16
I.5. Conclusion	16
Chapitre II : Modélisation et Commande Vectorielle de BDFM	17
II.1. Introduction	17
II.2. Modélisation vectorielle de la BDFM	17
II.3. Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park	17
II.4. Modélisation de La BDFM avec un unique système de référence lie au flux du BP (d, q)	19
II.4.1. Hypothèses simplificatrices	21
II.4.2. Modèle d'état de la BDFM	21
II.5. Résultats de simulation et mode de fonctionnement	22
II.5.1. Fonctionnement avec une seule alimentation	22
II.5.2. Synchronisation et mode de fonctionnement synchrone	25
II.6. La commande vectorielle de BDFM	28

II.6.1. Schéma de commande	29
II.6.2. Commande vectorielle à flux du BP orienté	29
II.6.3. La relation entre le courant de BP et BC	29
II.6.4. Commande du courant du BC	30
II.6.5. Commande de la puissance du BP	31
II.6.6. Commande du couple électromagnétique	31
II.6.7. Commande de la vitesse	32
II.7. Ensemble des algorithmes de commande	32
II.7.1. Estimation de la position du flux du BP	32
II.7.2. Estimation de couple électromagnétique	33
II.8. Modélisation de l'onduleur de tension MLI	33
II.8.1. Stratégie de commande	35
II.8.2. Algorithme de commande	35
II.9. Simulation de la commande vectorielle	36
II.9.1. Inversion du sens de rotation	36
II.9.2. Variation de couple électromagnétique et la puissance réactive	38
II.10. Commande directe du couple de la BDFM	39
II.10.1. Principe de la commande directe du couple	40
II.10.2. Estimation du flux et du couple	40
II.10.3. Estimation le couple électromagnétique	40
II.10.4. Estimation du flux du BC	40
II.10.5. Résultats de simulation	43
II.10.5.1. Inversion du sens de rotation et introduction du couple de charge	44
II.10.5.2. Résultats de simulation avec variation le couple et le flux	46
II.10.5.3. Conclusion sur le DTC	47
II.11. Conclusion	48

Chapitre III: Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Double Alimentation Montée dans une Éolienne 49

III.1. Introduction	49
III.2. Commande en puissance active et réactive de la BDFM	50
III.2.1. Principe général	50
III.3. Résultats de simulation	51

III.4. Les systèmes éoliens	53
III.4.1. Modèle de la turbine éolienne	53
III.4.2. Recherche du rendement maximum MPPT (Maximum Power Point Traking)	55
III.4.2.1. Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse	56
III.4.2.2. Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse	57
III.4.1.2. Système de régulation de l'angle d'orientation (Pitch control)	58
III.5. Systèmes à vitesse variable	59
III.5.2. Modélisation du redresseur de courant MLI	60
III.6. Synchronisation du BDFM sur le réseau	61
III.6.1. Détermination de la position du flux du PW	63
III.7. Modèle Mathématique de la BDFG à vide	63
III.8. Résultats de simulation	66
III.8. Conclusion	69

Chapitre IV : Commande Directe des Puissances Active et Réactive de la BDFG 70

IV.1. Introduction	70
IV.2. Commande directe des puissances de la BDFG	70
IV.2.1. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis	71
IV.3. Commande par mode de glissement	72
IV.3.1. Application de la commande par mode de glissement sur la BDFG	72
IV.4. Résultats de simulation	75
IV.5. Commande par logique floue de BDFM	77
IV.5.2. Structure du régulateur flou pour la commande de la BDFM	78
IV.5.2.1. Fuzzification	79
IV.5.2.2. Règles d'inférence floue	80
IV.5.2.3. Défuzzification	80
IV.6. Résultats de simulation	81
IV.7. Comparaison entre les commandes et étude de la robustesse	83
IV.8. Conclusion	86

Chapitre V : Commande de la BDFM sans Capteur Mécanique 87
par Filtre de Kalman Etendu (EKF)

V.1. Introduction	87
V.2. Principe d'un observateur	88
V.2.1. Principe de filtre Kalman étendu	89
V.3. Modélisation discret du BDFM et l'algorithme de Kalman étendu	89
V.4. Résultats de simulation	92
V.4.1. Résultats de simulations avec mode moteur	92
V.4.2. Résultats de simulation pour fonctionnement en génératrice	96
V.4.2.1. Résultats de simulation	97
V.5. Conclusion	100

Conclusion Générale 102

Publications et Communications	104
Annexe A	105
Annexe B	106

Références Bibliographiques 110

NOMENCLATURE

BP (BC)	le bobinage de puissance, le bobinage de commande
$p_p, (p_c)$	Nombre de paires de pôles de la PB, (BC)
ω_r	La vitesse de rotation de la machine
$\omega_p, (\omega_c)$	Pulsation électrique de la PB, (BC)
N_r	Nombre de nids de rotor.
$V_p, (V_c)$	vecteur de tension de PB, (BC)
$i_p, (i_c)$	vecteur de courant de PB, (BC)
ψ_p, ψ_c	vecteur de flux de PB, (BC)
P_p, Q_p	Puissance active, Puissance réactive de la PW
$\psi_p, (\psi_c)$	flux du PB, (BC)
T_{em}	couple électromagnétique
$R_p, (R_c)$	Résistance par phase de la PB, (BC)
R_r	Résistance équivalente du rotor
$L_p, (L_c)$	Inductances propre (cyclique) statorique de la, PB, (BC)
$M_p, (M_c)$	Inductance mutuelle entre phases statoriques PB, (BC) et rotoriques
σ_p	Coefficient de fuite de PW
D, J	Le moment d'inertie de la machine, Coefficient de frottement visqueux
ρ	la masse volumique de l'air 15°C
G	Gain du multiplicateur
Rt	Rayon des pales
C_p	Coefficient de puissance de l'éolienne
λ	Vitesse spécifique (relative) de l'éolienne
β	Angle de calage des pales de la turbine
v	Vitesse du vent
PWM	Pulse Width Modulation
PLL	Phase Locked Loop
DTC	Direct Torque Control

MPPT	Maximum Power Point Tracking
DFIM	Doubly-fed induction Machine
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
BDFM	Brushless Doubly Fed Machine
BDFG	Brushless Doubly Fed Generator
CDFM	Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Machine
BDFRM	Brushless Doubly Fed Reluctance Machine
R	Matrice de covariance de bruit de mesure
Q	Matrice de covariance de bruit de d'entré
Te	Période d'échantillonnage
FLC	Fuzzy logic control
SMC	Sliding mode control
EKF	Extended Kalman Filter

Acronymes

α, β	Référentiel lié au flux du Bobinage de Commande
d, q	Référentiel lié au flux du Bobinage de Puissance
a, b, c	Référence à trois phase
*	Valeur de référence
—	

Introduction Générale

Ces dernières années, on s'est beaucoup intéressé à la machine sans balais doublement alimentée (BDFM) et ce en raison de ses multiples avantages. Du fait, que son rotor peut être à structure à cage et vu l'absence de contact balais-bagues, la BDFM est une machine robuste. Par ailleurs, la possibilité de contrôler sa vitesse et son facteur de puissance lui confère, lors de son utilisation dans les systèmes éoliens, des avantages considérables par rapport aux machines conventionnelles.

En raison de tous ces avantages, la BDFM est considérée comme une machine de 3^{ème} génération dans les systèmes éoliens. En effet, la configuration de la cascade de deux Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) peut être considérée comme étant la première réalisation pratique d'une machine sans balais doublement alimentée. Avec l'optimisation de certains paramètres tels que l'encombrement et la robustesse, et l'intégration de deux bobinages dans le stator dans le même circuit magnétique, on a obtenu la BDFM. Cette machine est constituée par un rotor à cage spécial et par un stator à deux bobinages triphasés indépendants : bobinage de puissance et bobinage de commande. Dans une telle machine, le découplage entre bobinages est réalisé magnétiquement par l'intermédiaire du rotor.

Cependant, le modèle mathématique basé sur de multiples référentiels vectoriels rend difficile l'analyse des stratégies de commande de la machine. Afin de le simplifier, de nombreuses recherches ont été effectuées, pour obtenir un modèle dans repère à deux axes : un repère diphasé tournant. Dans ce sens, *J. Poza et al.* ont proposé une référence générique de la BDFM avec un unique système de références. Sur la base de ce modèle, des nouveaux algorithmes de commande ont été proposés.

Traditionnellement, dans les machines asynchrones on utilise un référentiel mobile lié au flux du stator ou du rotor et on obtient des variables électriques de valeur constante en régime établi. Avec la BDFM, utilise la même stratégie de commande en fixant l'orientation sur le flux du BP de la machine. Vu que la BDFM travaille sous une tension du BP constante, la valeur du flux du BP est pratiquement constante. Ainsi, il est conseillé d'utiliser l'orientation liée au flux du bobinage de puissance.

Actuellement, dans la production de l'énergie éolienne, L'application de la BDFM en génératrice la plus répandue, ce qui impose l'importance de son étude et la structuration de notre travail de recherche en utilisant des simulations numériques sous Matlab/Simulink.

Malgré l'inexistence de documentation appropriée sur ce type de machine, il nous est difficile d'établir une stratégie de commande. D'autant plus, dans les systèmes de commande moderne, les techniques évoluent très rapidement en fonction de l'évolution des calculateurs numériques et des progrès de l'électronique de puissance. Ce qui permet d'aboutir à des processus industriels de haute performance.

L'objectif de ce travail de recherche est de contribuer à l'étude des stratégies de commande robuste de la BDFM lors de son fonctionnement, tant en moteur qu'en génératrice, dans les applications dans la production de l'énergie éolienne. Ce travail qui s'est intéressé à la commande vectorielle et à la commande directe du couple et de flux, présente et propose de nouvelles approches de la commande directe des puissances active et réactive par logique floue et par mode glissant.

L'ensemble de ce travail de recherche est organisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre aborde l'état de l'art des travaux, déjà effectués, sous une forme assez descriptive. Une étude bibliographique d'un certains nombres d'articles, de revues et de conférences, a été faite et a servi comme une base des travaux de cette thèse.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone sans balais double alimentation en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état.

Le troisième chapitre présente une étude de la BDFM utilisé en génératrice associée à une éolienne en association avec un redresseur MLI - onduleur MLI. L'avantage d'une telle structure permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

Le quatrième chapitre est consacré à la recherche d'une approche de stratégie de commande caractérisée par la robustesse pour l'obtention de hautes performances lors de l'utilisation de cette machine en génératrice. Pour cela, on propose des différentes stratégies de commande telle que la commande par mode glissant et la commande par logique floue.

Dans le dernier chapitre, on présente une commande vectorielle sans capteur de vitesse associée à un filtre de Kalman étendu lors du fonctionnement de la machine, tant en moteur qu'en génératrice.

On achève notre thèse par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et on propose des perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I :

État de l'Art de la Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée

I.1. Introduction

La littérature atteste du grand intérêt accordé à la Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA). En tant que génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, la MADA présente bien des avantages : le convertisseur lié à l'armature rotorique pourra être dimensionné au tiers de la puissance nominale du rotor, les pertes dans les semi conducteurs sont faibles. Pour les applications motrices, la MADA alimentée par deux convertisseurs présente pour certaines applications de grandes puissances de bonnes performances. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

A cause de ce système de contact glissant, la MADA présente l'inconvénient de la nécessité d'une maintenance plus régulière que pour une machine asynchrone à cage. En effet, les balais doivent frotter sur les bagues pour réaliser le contact électrique entre ces deux pièces. Mais le frottement entre deux pièces provoque de l'échauffement mais surtout de l'usure. Généralement, les balais sont constitués d'une matière (graphite) moins dure que les bagues, ce sont donc eux qu'il faut remplacer quand leur usure devient importante. C'est donc un inconvénient important pour ce type de MADA, mais l'utilisation des machines asynchrones à double alimentation sans balais (Brushless Doubly-Fed Induction Machine) permet d'avoir une maintenance moins fréquente [**Poz-03**].

On s'intéresse, dans ce chapitre, à la machine asynchrone à double alimentation sans balais et les différentes problématiques liées à sa construction. On aborde brièvement les avantages, les inconvénients et les limites de cette machine. Puis, on cite les plus

importants des travaux consacrés aux stratégies de commande de la BDFM(écrire en entier explicitement Brushless Doubly Fed Machine).

I.2. Description de machine tournante sans balais doublement alimentée

La structure en cascade (Fig. I.1) peut être considérée comme la première réalisation pratique d'une machine tournante sans balais doublement alimentée. Grâce à l'ensemble convertisseur/machine-B, on peut maîtriser le courant du rotor A, et ainsi, on peut fonctionner à fréquence et amplitude constante même si la vitesse du rotor est loin du synchronisme. La puissance à travers l'ensemble convertisseur/machine-B est proportionnelle au glissement du rotor A.

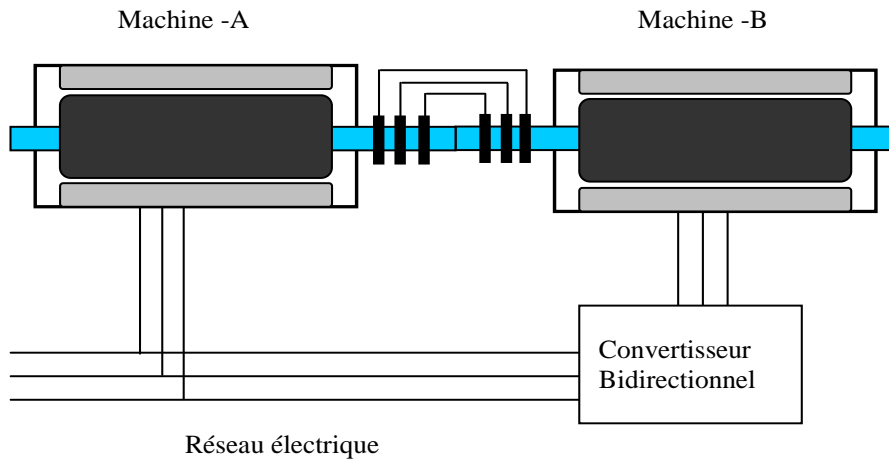


Fig. I.1 : Principe de fonctionnement de deux machines asynchrones en cascade [HOP-01].

En partant du concept initial, on peut essayer d'optimiser des aspects telles que l'encombrement, la robustesse, etc. Les deux stators peuvent être inclus dans la même carcasse et le rotor peut adopter une structure à cage (Fig. I.2) [Poz-03].

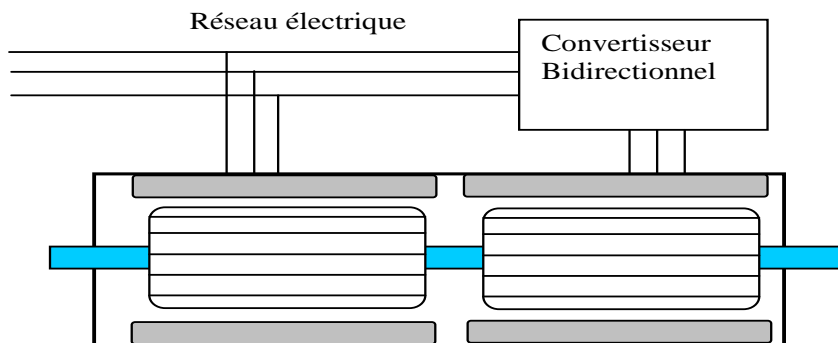


Fig. I.2 : Machine en cascade avec une carcasse unique et un rotor à cage d'écureuil.

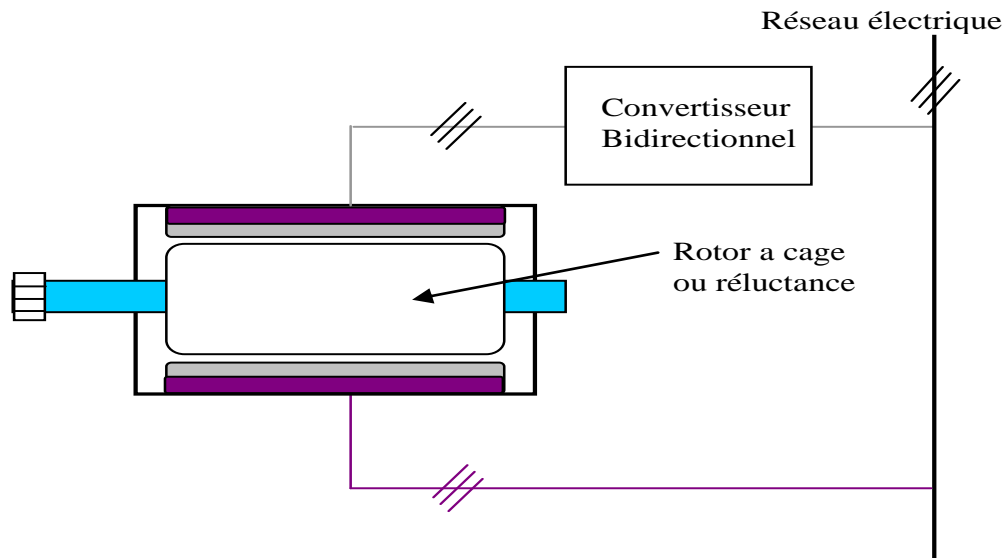


Fig. I.3 : Machine à double alimentation de stator avec rotor à cage ou réluctance.

Pour pouvoir maintenir le principe de fonctionnement de la structure en cascade, il faut respecter certaines conditions:

- Il faut éviter, dans la mesure du possible, le couplage électromagnétique direct (à travers du noyau magnétique du stator unique) entre les deux bobinages du stator.
- Il faut maximiser le couplage électromagnétique entre le rotor et chacun des bobinages du stator.

Si ces conditions sont accomplies, le principe de fonctionnement en cascade est assuré. Il existe deux options pour le rotor : un rotor à cage ou un rotor réluctance. Ces deux types de rotor définissent les deux nouveaux types de machines électriques à double alimentation : la BDFM et la BDFRM.

I.2.1. La machine réluctance à double alimentation (BDFRM)

Le BDFRM composé avec deux enroulements standards au stator avec différentes de nombre de pôles, le primaire enroulement est alimenté directement et le secondaire enroulement est connecté au réseau avec un convertisseur bidirectionnel (back-to-back), qui est analogue à la machine à double alimentation, cependant le rotor à réluctance doivent avoir la moitié du nombre total de pôles du stator.

R.E Betz de l'Université de Newcastle (Australie) et son collègue M.G. Jovanovic de l'Université de Northumbria (U.K.) ont poursuivi l'étude de la BDFRM par la voie de

l'optimisation de la commande [**Bet-00**]. A travers d'un premier analyse bibliographique, on a pu comparer les avantages ou les inconvénients de cette machine par rapport à la BDFM.

➤ **Avantages de la machine à réluctance variable à double alimentation**

1. Modèle et commande de la machine plus simple (moins de variables d'état).
2. Rendement plus élevé dû à l'inexistence des pertes cuivre dans la machine. Il n'y a pas de courants au rotor.

➤ **Inconvénient de la machine à réluctance variable à double alimentation**

1. Le taux d'harmoniques excessif fait que :
 - La machine présente des non-linéarités plus importantes.
 - Le courant généré a une distorsion harmonique plus élevée.
2. Les expériences pratiques des machines à réluctance sont mineures comparées à celles des machines asynchrones.
3. Il manque pour démontrer le rendement massique pour la production de couple de la machine, par rapport aux machines de rotor à cage ou à aimants.

L'avantage d'un modèle plus simple n'est pas une caractéristique décisive de sélection en faveur de la BDFRM. Il faut considérer que la capacité actuelle de calcul des processeurs de signaux (DSP) permet d'implanter des algorithmes de commande complexes en temps réel.

Bien que **R.E. Betz** et **M.G. Jovanovic** affirment que la BDFRM est préférable pour son hypothétique meilleur rendement, nous considérons qu'il existe quelques doutes par rapport aux limitations de cette machine dues à la saturation du circuit magnétique. A notre avis la convenance d'un type de machine par rapport à l'autre pour une utilisation donnée n'est pas claire aujourd'hui. Nous considérons que c'est uniquement à travers d'une connaissance plus exhaustive des deux machines qu'on pourra discerner laquelle des deux types c'est plus adéquat pour l'application désirée.

I.2.2. La machine asynchrone sans balais doublement alimentée (BDFM)

Dans la conception d'une BDFM il faut garantir un rapport précis entre le nombre de pôles des deux bobinages du stator et le nombre de spires du rotor. Il existe donc une contrainte physique que doivent respecter les machines type BDFM. En même temps

l'utilisation d'une BDFM correctement conçue ne garantit pas le fonctionnement de la machine ; il est nécessaire de respecter un rapport entre la pulsation des deux alimentations du stator et la vitesse du rotor (condition d'alimentation, contrainte similaire à celle de la machine synchrone).

La caractéristique principale de la BDFM ; c'est que le bobinage de commande peut modifier le courant du rotor qui a été induit par le bobinage de puissance. De cette manière, on obtient au travers du rotor un couplage magnétique croisé entre les deux bobinages du stator [Wil-97-a], [Wil-97-b].

Le stator de la BDFM est formé par deux bobinages triphasés équilibrés, et le rotor a une structure à cage spéciale.

Il faut remarquer que pour éviter le couplage magnétique direct non souhaité entre les deux bobinages du stator leur nombre de paires de pôles doit être différent ($p_1 \neq p_2$). Pour que ces deux courants ne soient pas dissociés, ils doivent avoir une même distribution spatiale, ce qui conditionne la structure physique de la machine. Cette condition est remplie par :

$$w_r = \frac{w_1 + w_2}{p_1 + p_2}, \quad N_r = p_1 + p_2$$

Pour pouvoir augmenter ces impédances, [Wil-97-a] propose d'insérer des spires concentriques isolées à l'intérieure de chaque spire principale. De cette façon, on aura N_r groupes de spires. Les spires principales (plus saillantes) de chaque « nid de spires » peuvent être connectées pour former une cage ou peuvent être isolées (Fig. I.4).

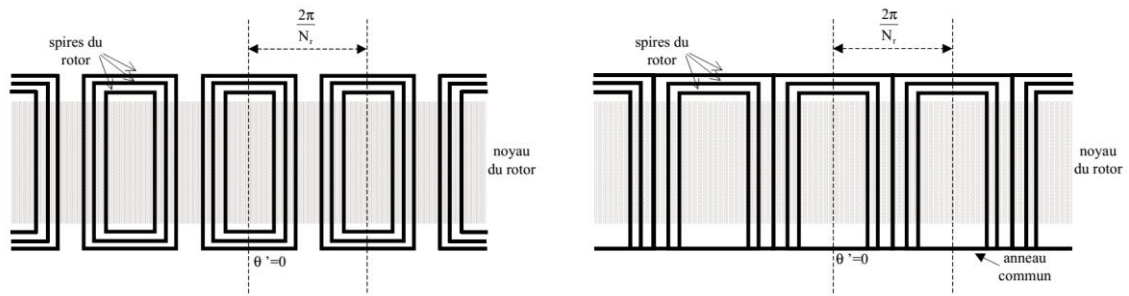


Fig. I.4: Structures possibles du rotor : -Gauche- Spires isolées,-Droite - Spires avec anneau commun et spires extérieures à cage.

I.3. Principe de fonctionnement

Le travail de S. Williamson [**Wil-97-a**] détermine d'une forme mathématiquement rigoureuse le principe de fonctionnement de la BDFM. Il obtient un modèle en régime permanent de la BDFM basé sur la configuration physique réelle de la machine, en décrivant les valeurs analytiques idéales des différentes inductances. Ce travail est basé sur la décomposition en séries de Fourier des distributions des conducteurs différentes le long de l'entrefer de la machine, méthode d'analyse précédemment appliquée par les mêmes auteurs à la machine asynchrone [**Wil-97-b**] à travers le concept d'harmonique spatial. Alors, on obtient des descriptions analytiques des configurations des conducteurs du stator et du rotor qui permettent d'augmenter ou de diminuer les différents couplages magnétiques en jeu.

I.3.1. Contraintes constructives et d'alimentation pour le fonctionnement correcte de la BDFM

Le couplage croisé entre les deux bobinages du stator se fonde sur l'impossibilité de dissocier les courants induits dans le rotor.

Pour que ces deux courants ne soient pas dissociés, ils doivent avoir une même distribution spatiale, ce qui conditionne la structure physique de la machine.

Une fréquence d'alimentation incorrecte produit deux flux de rotor tournants à fréquences de glissement différentes. Les deux flux tournants créent une force d'attraction qui fait accélérer ou freiner le rotor. Si la différence entre les deux fréquences de glissement n'est pas très grande il est possible d'arriver à une situation d'équilibre dans laquelle, on atteint une même fréquence de glissement pour les courants de rotor, en obtenant ainsi un couplage fréquentiel correcte. Dans cette situation, on dit que la machine présente un mode de fonctionnement synchrone. Une fois qu'on fonctionne dans le mode synchrone, si la fréquence d'alimentation d'un bobinage quelconque du stator évolue, la vitesse du rotor variera pour maintenir le glissement de rotor.

Avant d'aborder la modélisation et la commande de la machine doublement alimentée sans balais (BDFM), il est indispensable d'entamer l'étude de l'état de l'art des travaux qui sont effectués sur cette machine. Le bilan de cette synthèse bibliographique, permet

de mettre en évidence notre travail par rapport à ceux déjà existants et de définir les grands axes de recherche.

I.4. Etat de l'art de la BDFM

La BDFM fut proposé par **René Spée** (et autres) de la **Oregon State University** (USA). A partir des premiers résultats de leur recherche , ils ont réalisé un brevet sur la conception de la machine et du modèle en régime permanent .Pendant la décade des années 90 ils ont publié des études diverses en comprenant la conception, la modélisation et la commande de la machine [**Poz-03**].

La BDFRM a été premièrement développée dans la **Ohio State University** (USA) sous la direction de **Longya Xu** [**Xu-89**].

I.4.1. État de l'art sur les stratégies de commande de la BDFM

Dans la suite de notre étude, nous présentons les travaux qui nous ont semblés être les plus significatifs dans le domaine, la nature de la stratégie de contrôle adoptée ainsi que l'application visée, en divisant les stratégies de contrôle par la modèle utilisateur dans la commande comme suit :

I.4.1.1. Modèle basé sur deux référentiels vectoriels

- **La commande vectorielle**

Dans la bibliographie [**Zho-96**] ,on trouve un algorithme de commande vectorielle qui utilise deux systèmes d'orientation synchrones, chacun correspondant à un des deux bobinages du stator et synchronisé avec sa source d'excitation. L'angle entre ces deux systèmes de référence est appelé «angle synchrone» de la BDFM. En variant cet angle le couple électromagnétique de la BDFM est modifié. Dans ce schéma, le calcul de l'angle synchrone requiert l'évaluation en temps réel d'une fonction non linéaire complexe (la nécessité du calcul des fonctions arcsinus et arctangente). Cette technique est assez complexe et contraire aux principes mêmes de la commande vectorielle, c'est à dire, qu'il n'existe pas une relation linéaire entre le courant et le couple de la machine [**Poz-03**].

Pour D. Zhou [**Zho-97**] qui a obtenu les premiers résultats expérimentaux satisfaisants de la commande vectorielle et des relations trigonométriques non linéaires. Cette structure, loin des modèles habituels pour la commande vectorielle, ne permet pas une

implantation « naturelle » des techniques de commande vectorielle avancées (adaptatives, sans capteurs, etc....).

- **La commande directe de couple (DTC)**

William R et W.R. Brassfield [WIL-02] la commande directe de couple (DTC) de la BDFM est proposée. A cause de la vitesse de calcul exigée, les résultats expérimentaux n'ont pas pu être obtenus et les auteurs ont basculé vers l'orientation du flux de rotor. Après des travaux successifs d'approximation, ils ont obtenu les premiers résultats expérimentaux satisfaisants.

- **Commande par logique floue de la BDFM**

Qi Wang [WAN-06] tirant le maximum de puissance possible par application de la commande par logique floue parce que la structure du générateur est complexe et les paramètres du générateur sont variables en fonction de l'environnement, ce système réalise la découplage de la puissance active et réactive dans un système à vitesse variable, il présente des résultats de simulation qui vérifient l'efficacité de cette stratégie de contrôle.

Huang Shoudao [SHO-04], propose une commande par la logique floue à base de régulateur PID du facteur de puissance de la BDFM en mode génératrice connectée directement au réseau et alimentée par onduleur de tension, le dispositif de commande est adaptatif pour la modification des paramètres, la simulation montre que le facteur de puissance de BDFM peut être contrôlée efficacement.

- **Commande par convertisseur matriciel de la BDFM**

Xian-liang ZHANG [ZHA-09] propose un système de génération à base d'une BDFM alimentée par un convertisseur matriciel, Les résultats de la simulation et ceux expérimentaux peut prouver que la commande de la BDFM par convertisseur matriciel est correcte et réalisable.

Huang Keyuan [KEY-03] fait une étude par simulation afin de valider la commande d'un système de génération éolien à vitesse variable à base de la génératrice asynchrone sans balais doublement alimentée reliée directement au réseau et le bobinage de commande et alimentée par un convertisseur matriciel, Il adopte la commande vectorielle par orientation du flux BP pour la commande des puissances active et réactive ,l'algorithme de l'extraction de maximum d'énergie (MPPT) est implémenté

pour l'optimisation de la puissance active. Il constate que les résultats de simulation confirment les hautes performances apportées par la méthode de commande proposée.

- **La commande par mode glissant**

Xiaohong Wang [WAN-08] vérifient une étude par simulation de la commande par mode glissant conçu à travers la théorie de la stabilité de Lyapunov dont l'objectif de réaliser une commande indépendante des puissances active et réactive générées par le système éolien. Il constate que les résultats de simulation confirment les hautes performances apportées par la méthode de commande proposée.

Zongkai Shao [SHA-09] propose la commande par mode glissant (SMC) adaptative régler par logique floue au fonctionnement en mode moteur avec son étude est validée par des résultats de simulation.

- **Fonctionnement sans capteur de vitesse**

Yunguo Zhu [ZHU-11] étudie le cas du fonctionnement sans capteur de vitesse ou de position, dans le but de maintenir les performances obtenues avec la commande avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse à partir des pulsations puis à travers un modèle adaptatif (MRAS), l'auteur propose une simulation afin de valider et tester la méthode considérée de commande.

I.4.1.2. Modèle lié à un système de référence unique

Le choix de ce modèle de la BDFM a été retenu comme la base principale de cette thèse.

- **La commande vectorielle**

Un nouvel algorithme de contrôle de la commande vectorielle de la machine asynchrone sans balais à double alimentation (BDFM) a été développé par Poza avec les résultats expérimentaux présentés, l'objectif de contrôle BDFM est de réaliser une performance dynamique semblable à la machine à induction à double alimentation (MADA), et la cible du vecteur contrôle est de parvenir à un contrôle indépendant de la puissance active et la vitesse.

Dans le schéma de commande, on utilise la technique de boucles multiples en cascade. Ce schéma de commande proposé essaye d'établir le couple de la machine par la commande du courant du BP, La commande du courant du BP est obtenue en modifiant le courant du BC. Ce schéma nécessite la position du flux du BP pour l'orientation des

axes d-q et finalement en faisant varier la tension du BC on peut établir le courant du BC.

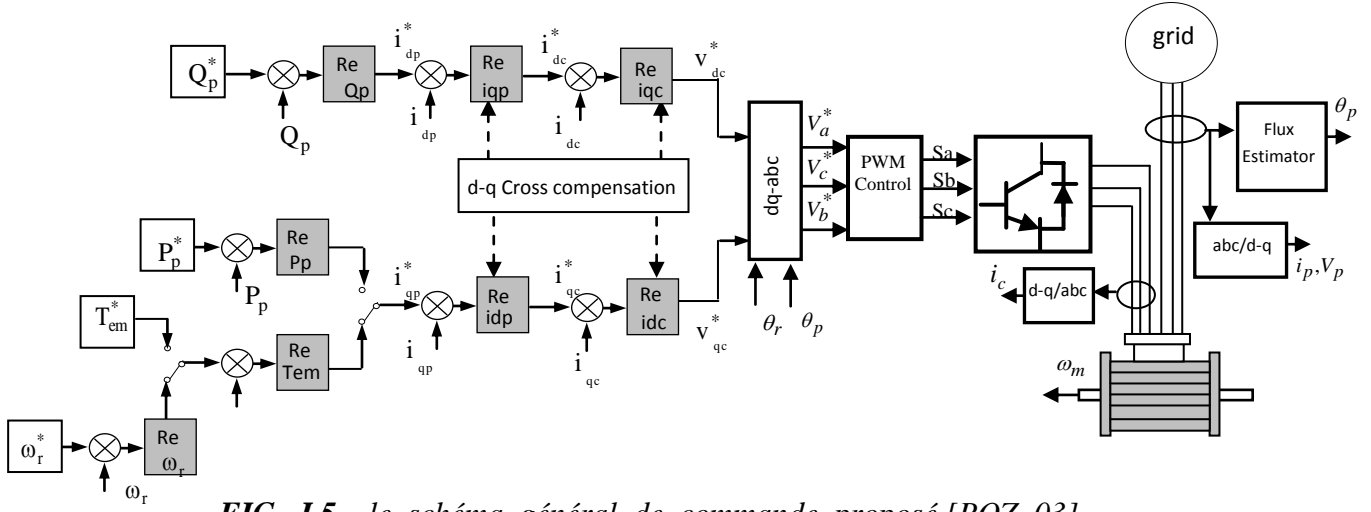


FIG. I.5 le schéma général de commande proposé [POZ 03].

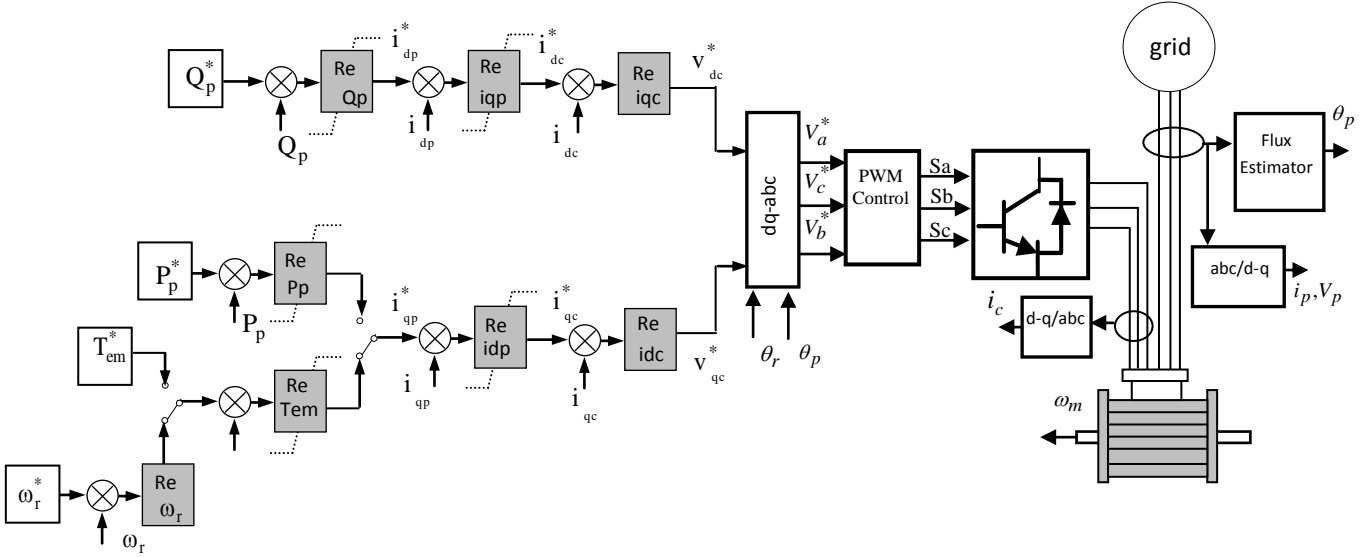


Fig. I.6 Stratégie de commande (boucles multiples en cascade) [POZ 03].

Shiyi Shao [SHA-07-a] , [SHA-09] propose une nouvelle et dernière publication vient se rajouter à celles déjà présentées , étudie une 4/8 BDFM fonctionnant en générateur à vitesse variable dont les BP sont reliés à un réseau triphasé, alors que les BC sont reliés à un onduleur. Son étude porte principalement sur une commande découplée et stable des puissances active et réactive, L'auteur fait développer un commande simplifié avec orienté le flux de PW et une dérivation mathématique complète. Des résultats expérimentaux sont présentés afin de valider l'étude proposée.

- **La commande directe de couple (DTC)**

Izaskun Sarasola [SAR-07] propose l'étude des performances d'une BDFM commandée par un contrôle direct du couple (DTC) et par prédictive direct du couple. Il présente des résultats de simulation et expérimentaux. Ses principales conclusions sont que cette stratégie de contrôle est possible pour une BDFM.

- **La commande scalaire v/f**

POZA [POZ-05] étudie la stabilité d'une 6/2 BDFM avec la commande scalaire (V/f) en tension et en boucle ouverte, Après avoir établi un modèle mathématique de la BDFM, il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle et étudie le domaine de fonctionnement stable.

Izaskun Sarasola [SAR-06] étudie l'analyse de la stabilité d'un 6/2 BDFM en boucle fermée sous la commande scalaire en courant, l'analyse de la stabilité théorique du BDFM par un montage expérimental est réalisée.

Shiyi Shao [SHA-07-b] présente une méthode simple contrôle scalaire de la (4/8 BDFM). Le dispositif de commande comprend deux régulateurs proportionnels intégraux (PI) et exige que la rétroaction de la vitesse du rotor, le système de commande soit élaboré sous l'environnement Matlab. Les résultats expérimentaux sont présentés et la performance du système est présentée à la mode moteur et génératrice. Les essais expérimentaux sont réalisés.

- **La commande par logique floue de la BDFM**

Sayed O. Madbouly [SAY-10], propose une commande contrôleur par la logique floue de la BDFM, les régulateurs par logique floue sont utilisés par deux boucles de commande interne et externe, afin de remplacer les régulateur PI et améliorer la commande en puissance active et réactive, L'auteur propose une simulation afin d'évaluer et de comparer les performances apportées par les régulateurs flous par rapport aux régulateurs classiques PI.

- **Applications dans les systèmes de génération éolienne à vitesse variable**

R.A. McMahon [McM-06] présente la conception de la BDFG à puissance nominale de 250 kW à vitesse moyenne avec leurs systèmes de contrôle. Les essais expérimentaux confirment la faisabilité de cette conception et montrent l'équilibre dynamique de la performance du système avec une vitesse moyenne combinaison avec

une boîte de vitesses simplifiée à deux étages promet une maintenance à faible coût de système éolienne en application.

Shiyi Shao [SHA-13] propose une étude de performances d'une BDFM en vue des applications à vitesse variable fonctionnant avec des tensions d'alimentation asymétriques. Deux commandes séparées est proposées en régime normal et avec réseau déséquilibré. Les stratégies sont examinées pour la réduction des oscillations qui en résultent. Il est démontré que le dispositif de commande présente un important projet avec l'amélioration de la performance sur le contrôleur classique, et avec une efficacité pour faire face à des conditions potentiellement asymétriques. La simulation confirme que l'utilisation de la BDFIG, comme une éolienne dans les zones où le réseau déséquilibre existe, est pratiqué.

Sajjad Tohidi [TOH-12] proposé une étude les systèmes de génération éolienne à vitesse variable basée sur la BDFM de 750 kW. L'étude consiste à l'influence de certains modèles simplifiés pour obtenir un modèle d'ordre réduit avec la négligence de l'influence de la dynamique transitoire, leurs états d'influences sont étudié par simulation dans le domaine Matlab/Simulink.

I.4.1.3. Modèle du circuit couplé de la BDFM

P.C. Roberts [ROB-06] propose le modèle de circuit couplé de la BDFM avec une étude basé sur la commande non-linéaire avec la transmutation de ce modèle au système réduit d-q, alors qu'une certaine robustesse à la modélisation des erreurs dans une simulation est réaliste. Avec ce modèle une première tentative de mise en œuvre du système est signalée.

Farhad Barati [BAR-10], le modèle circuit couplé converti dans un système d-q qui peut prédire avec précision la réponse en régime transitoire de la machine et comprend les effets de toutes les composantes harmoniques spatiales des paramètres d'inductance la performance de la machine ont été comparés avec du modèle de circuit couplé, ainsi il a été vérifié expérimentalement la commande vectorielle du système peut être un succès alternative à BDFM dans la production d'énergie éolienne.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à l'état de l'art de la machine asynchrone sans balais doublement alimentée. On a décrit les différents types de machines asynchrones sans balais doublement alimentée, ainsi que leurs éléments constructifs. Puis, on a présenté un bref rappel sur l'état de l'art des différentes techniques et stratégies de commande de cette machine.

Chapitre II :

Modélisation et Commande Vectorielle de BDFM

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, on étudie la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation sans balais dans un repère biphasé, via la transformée de Park, cette partie consistera à décrire le modèle mathématiquement non linéaire de la BDFM en mettant quelques hypothèses de travail en évidence, qui ont permis l'étude de comportement de cette dernière, cette modélisation est utilisée pour l'ensemble de l'étude des commandes développées dans ce travail. La dernière partie de ce chapitre illustre les résultats de simulation de deux commandes différentes.

II.2. Modélisation vectorielle de la BDFM

Avant d'aborder la commande vectorielle de la machine asynchrone sans balais double alimentation (BDFM), il faut réaliser sa modélisation. Cette modélisation va nous permettre de comprendre ses principes de fonctionnement physique et d'établir un modèle d'action conduisant au calcul des correcteurs pour réaliser sa commande vectorielle ainsi que sa simulation en régimes dynamique et permanent.

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la BDFM rendent son modèle difficile à mettre en oeuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

II.3. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone sans balais doublement présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices suivantes:

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables)
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer.
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- On néglige l'effet de peau.
- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques

II.4. Modèle dynamique de la cascade dans le repère de Park

Dans ce paragraphe, nous présenter de la première apparition de le système unique de référence dans la machine en cascade en anglais (Cascaded Brushless Doubly Fed Induction Machine CDFM), cependant récemment beaucoup de travaux ont été publiés à propos de cette dernière, nous utilisons la méthode d'analyse qui emploie la transformation de Park écrit par [HOP-99]. Les équations des tensions et flux des la cascade se présentent comme suit :

• La première machine

Référentiel lié au bobinage du stator 1.

$$V_1^a = R_1 \cdot i_1^a + \frac{d\psi_1^a}{dt}, \quad \psi_1^a = L_1 \cdot i_1^a + L_{mA} \cdot i_2^a \quad (\text{II-1})$$

Référentiel lié au bobinage du rotor 1

$$V_2^b = R_2 \cdot i_2^b + \frac{d\psi_2^b}{dt}, \quad \psi_{s2} = L_2 \cdot i_2^b + L_{mA} \cdot i_1^b \quad (\text{II-2})$$

• La deuxième machine

Référentiel lié au bobinage du rotor 2

$$V_3^c = R_3 \cdot i_3^c + \frac{d\psi_3^c}{dt}, \quad \psi_3^c = L_3 \cdot i_3^c + L_{mB} \cdot i_4^c \quad (\text{II-3})$$

Référentiel lié au bobinage du stator 2

$$V_4^d = R_4 \cdot i_4^d + \frac{d\psi_4^d}{dt}, \quad \psi_4^d = L_4 \cdot i_4^d + L_{mB} \cdot i_3^d \quad (\text{II-4})$$

Le système de référence correspondant à la CDFM est représenté sur la Fig. II-1 dans un système lié au stator 1. et les systèmes **b** et **c** sont identiques et sont fixés au rotor de la CDFM. et le système **d** pour le côté 4 se déplace avec la vitesse angulaire $\omega_{rAB} = (\omega_A + \omega_B)$ par rapport **a**

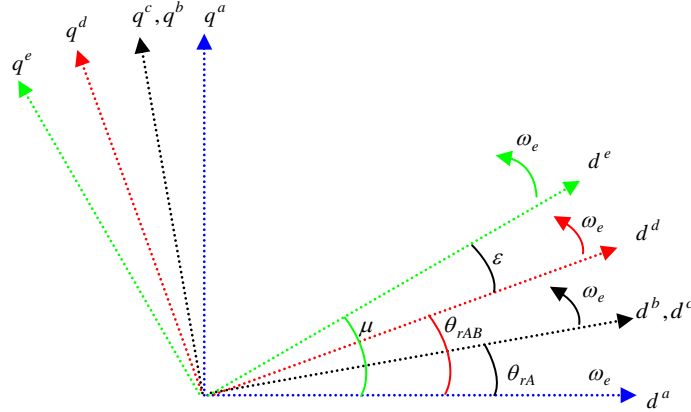


Fig. II.1 Systèmes de référence de la machine CDFM

Les exprimant de les équations de tension des stators 1 et 4 dans la référence de d'excitation **e**, qui attaché le flux du stator :

$$V_1^e = R_1 i_1^e + \frac{d\psi_1^e}{dt} + j\omega_e \psi_1^e \quad (\text{II-5})$$

$$V_4^e = R_4 i_4^e + \frac{d\psi_4^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_{rAB}) \psi_4^e \quad (\text{II-6})$$

On peut considérer que les courants de chaque rotor est égal $i_2 = -i_3$, et $v_2 = v_3$

L'équation de la tension du rotor exprimée dans la référence e comme suit :

$$0 = R_r i_r^e + \frac{d\psi_r^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_{rA}) \psi_r^e \quad (\text{II-7})$$

Avec $R_r = R_2 + R_3$ et $\psi_r^e = \psi_2^e - \psi_3^e$

finalement, il faut remarquer que l'obtention d'un modèle dynamique représente avec une référence commune pour les deux bobinages du stator, en utilisant les équations précédentes.

II.5. Modélisation de La BDFM avec un système unique de référence lié au flux du BP (d,q)

Dans le même principe Poza développé un système de référence général et unique de la BDFM, on donne alors le modèle vectoriel de la BDFM dans un référentiel commun wa.

$$V_{s1} = R_{s1}i_{s1} + \frac{d\psi_{s1}}{dt} + j\omega_a \psi_{s1} \quad (\text{II-8})$$

$$V_{s2} = R_{s2}i_{s2} + \frac{d\psi_{s2}}{dt} + j(\omega_a - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{s2} \quad (\text{II-9})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_p - P_p \omega_r)\psi_r \quad (\text{II-10})$$

Les équations de flux sont données comme suite:

$$\psi_{s1} = L_{s1} i_{s1} + M_{s1} i_r \quad (\text{II-11})$$

$$\psi_{s2} = L_{s2} i_{s2} + M_{s2} i_r \quad (\text{II-12})$$

$$\psi_r = L_r i_r + M_{s2} i_{s2} + M_{s1} i_{s1} \quad (\text{II-13})$$

Le modèle vectoriel de la BDFM dans un référentiel lié au flux du BC (α, β) comme suite:

$$V_p = R_p i_p + \frac{d\psi_p}{dt} - j(P_p + P_c)\omega_r \psi_p \quad (\text{II-14})$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (\text{II-15})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - jP_p \omega_r \psi_r \quad (\text{II-16})$$

Ainsi que les équations de flux donnés par :

$$\psi_p = L_p i_p + M_p i_r \quad (\text{II-17})$$

$$\psi_c = L_c i_c + M_c i_r \quad (\text{II-18})$$

$$\psi_r = L_r i_r + M_c i_c + M_p i_p \quad (\text{II-19})$$

Ce référentiel, appelé souvent stationnaire, est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et caractérisé par la relation suivante : $\omega_a = (P_p + P_c)\omega_r$.

On donne alors le modèle vectoriel de la BDFM dans un référentiel lié au flux du BP

(d,q), avec :

$$V_p = R_p i_p + \frac{d\psi_p}{dt} + j\omega_p \psi_p \quad (\text{II-20})$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} + j(\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_c \quad (\text{II-21})$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_p - P_p\omega_r)\psi_r \quad (\text{II-22})$$

et:

$$\psi_p = L_p i_p + M_p i_r \quad (\text{II-23})$$

$$\psi_c = L_c i_c + M_c i_r \quad (\text{II-24})$$

$$\psi_r = L_r i_r + M_c i_c + M_p i_p \quad (\text{II-25})$$

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_a = \omega_p$, dans ce cas les grandeurs constantes en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande et plus aisé d'en faire la régulation.

Le couple électromagnétique est exprimée comme suit :

$$T_e = \frac{3}{2} P_p M_p (i_{qp} i_{dr} - i_{dp} i_{qr}) - \frac{3}{2} P_c M_c (i_{qc} i_{dr} - i_{dc} i_{qr}) \quad (\text{II-26})$$

Avec : $T_e > 0$ fonctionnement en générateur, $T_e < 0$ fonctionnement en moteur

L'équation mécanique exprimée comme la forme suivante :

$$T_l = T_{em} - J \frac{d\omega_r}{dt} - D\omega_r \quad (\text{II-27})$$

Les puissances active et réactive peuvent être écrites comme suit:

$$P_p = \frac{3}{2} (V_{dp} i_{dp} + V_{qp} i_{qp}) \quad (\text{II-28})$$

$$Q_p = \frac{3}{2} (V_{qp} i_{dp} - V_{dp} i_{qp}) \quad (\text{II-29})$$

II.5.1. Modèle d'état de la BDFM

Avant d'aborder la commande vectorielle de la machine asynchrone sans balais double alimentation, il faut réaliser sa modélisation, Le modèle d'état non linéaire s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant (ω_p) comme suit :

$$\dot{X} = [AL]^{-1} (AR \cdot X - U)$$

Cette expression représente la forme équivalent de l'équation

$$\dot{X} = [AL]^{-1} AR \cdot X - [AL]^{-1} U$$

Avec:

$$\mathbf{u} = [V_{pd} \quad V_{pq} \quad V_{cd} \quad V_{cq} \quad 0 \quad 0]$$

$$\mathbf{X} = [i_{pd} \quad i_{pq} \quad i_{cd} \quad i_{cq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]$$

et les matrices AR, AL données par l'expression suivante:

$$\mathbf{AR} = \begin{bmatrix} R_p & -\omega_p L_p & 0 & 0 & 0 & -\omega_p M_p \\ \omega_p L_p & R_p & 0 & 0 & \omega_p M_p & 0 \\ 0 & 0 & R_c & -\omega_2 L_c & 0 & -\omega_2 M_c \\ 0 & 0 & \omega_2 L_c & R_c & \omega_2 M_c & 0 \\ 0 & -\omega_3 M_p & 0 & -\omega_3 M_c & R_r & -\omega_3 L_r \\ \omega_3 M_p & 0 & \omega_3 M_c & 0 & \omega_3 L_r & R_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{AL} = \begin{bmatrix} L_p & 0 & 0 & 0 & M_p & 0 \\ 0 & L_p & 0 & 0 & 0 & M_p \\ 0 & 0 & L_c & 0 & M_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_c & 0 & M_c \\ M_p & 0 & M_c & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_p & 0 & M_c & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\omega_2 = \omega_p - (P_p + P_c)\omega_r$$

$$\omega_3 = \omega_p - P_p\omega_r$$

Ce modèle est utilisé pour simuler à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

II.6. Résultats de simulation et mode de fonctionnement

Il peut être démontré que la BDFM présente deux modes de fonctionnement : le mode asynchrone et le mode synchrone (SM). Le mode synchrone est le plus intéressant dans les applications, pour valider ce modèle on propose des simulations des deux modes sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink avec les conditions suivantes :

- Le BP est couplé directement à un réseau puissance infini d'une tension et fréquence constante (220V, 50Hz).
- L'alimentation du BC est assurée par un convertisseur de fréquence dont la tension est réglable en amplitude et en fréquence.

II.6.1. Fonctionnement avec une seule alimentation

La procédure de synchronisation de la BDFM en utilisant une seule alimentation lors du démarrage de la machine. Dans ce mode de fonctionnement le BP est connecté au réseau et le BC est en court-circuité et la machine fonctionné sans couple de charge. Cette configuration produit un couple électromagnétique qui permet d'accélérer la machine et d'atteindre une vitesse en régime permanent constante proche de ω_{rn} .

L'existence d'une seule alimentation dans la machine facilite énormément la synchronisation les courants des deux bobinages triphasés du stator.

Dans ce mode de fonctionnement le BP est connecté au réseau (50 Hz) et le BC est court-circuité, alors : $V_{qc} = V_{dc} = 0$.

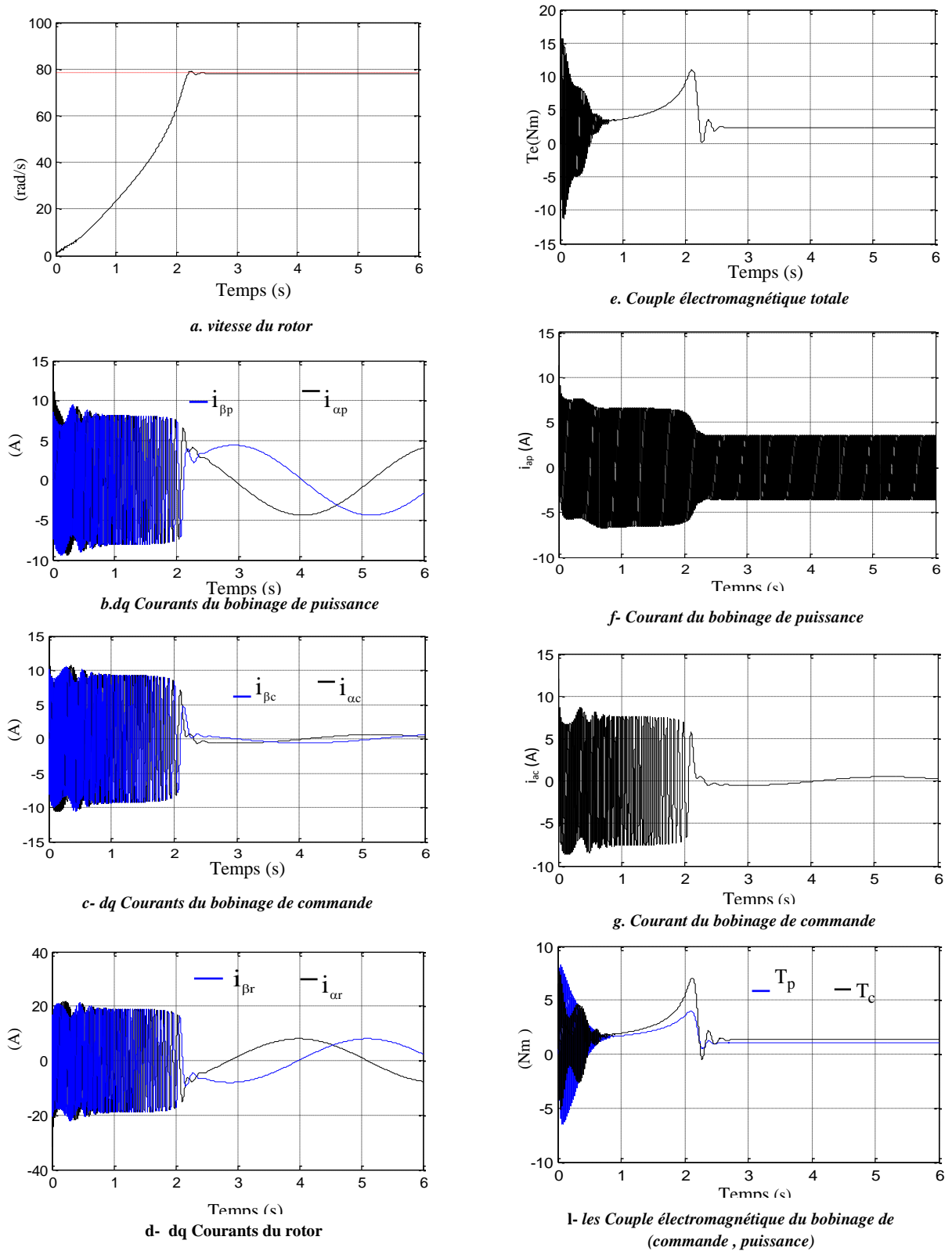


Fig II.2 simulation du mode asynchrone du BDFM dans un référentiel lié au BC (α, β)

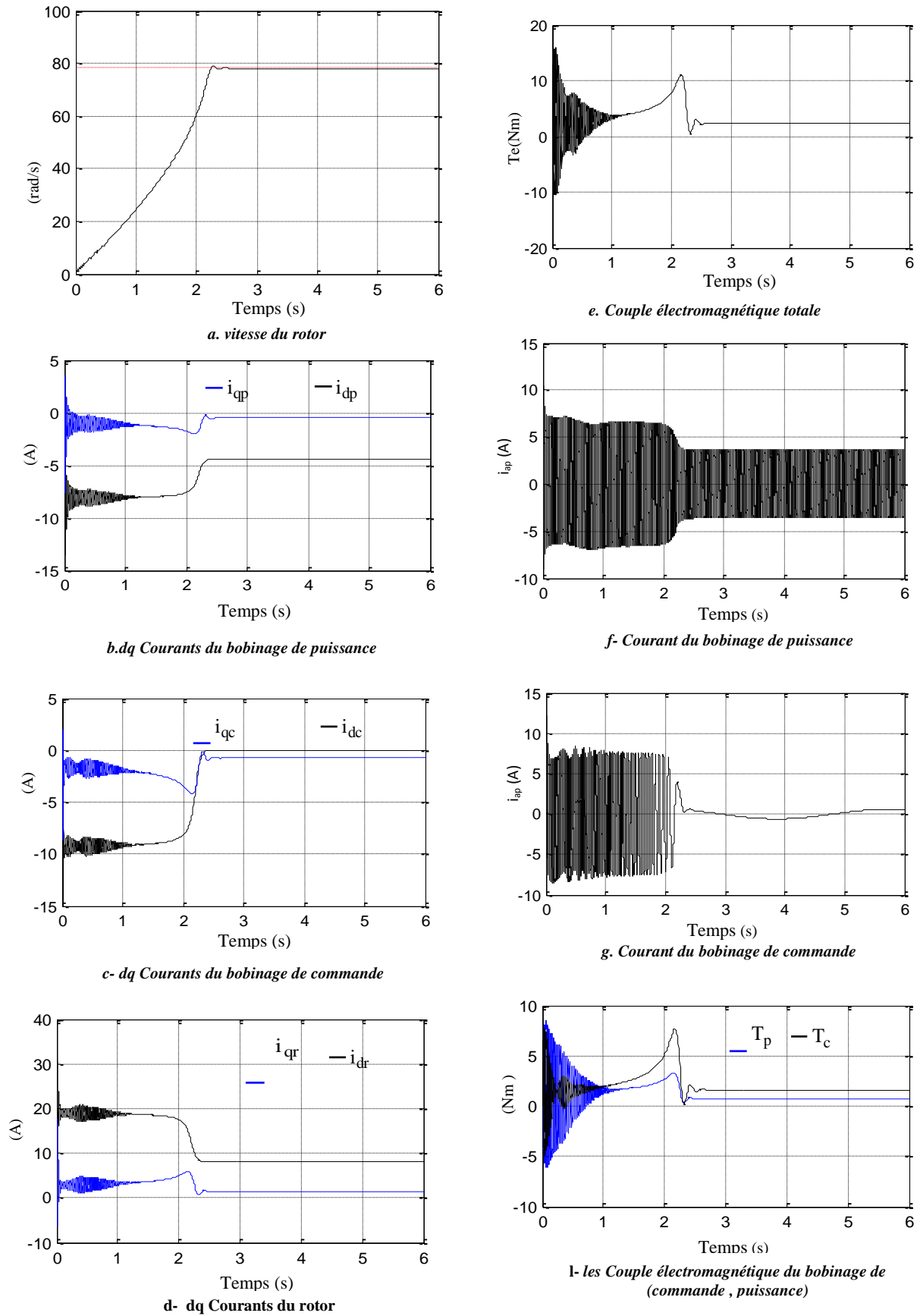


Fig II.3 simulation du mode asynchrone du BDFM dans un référentiel lié au BP (d,q)

La fig. II.2 représente les résultats de simulation de BDFM dans le référentiel lié au flux du BC on note que ce référentiel est analogue à la référence $\alpha-\beta$ de la machine à induction. Ce dernier référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

On constate ainsi l'importance des courants pendant le démarrage, après un temps égal à environs 2.4 s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales avec une fréquence de 50 Hz pour les courants du bobinage de puissance.

La Fig. II.2 montre les valeurs temporelles des courants de la phase a pour les deux bobinages du stator. On observe qu'une fois que la vitesse de synchronisme est atteinte ($\omega_r = 750 \text{ tour/min} \approx 78.54 \text{ rad/s}$), la fréquence du BC correspondant au mode de fonctionnement synchrone est assez petite.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations, nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à une valeur constant en régime permanent. Cependant dans le régime transitoire la machine consomme des courants importants et le couple électromagnétique lors du démarrage est pareil à celui des machines asynchrones. On peut affirmer que la BDFM avec le BC en court-circuit se comporte comme une machine asynchrone à cage avec un nombre de pôle égale $P_p + P_c$.

La fig II.3 représente les résultats de simulation de BDFM dans le référentiel lié au flux du BP on note que ce référentiel est analogue à la référence $d-q$ de la machine à induction, nous obtenons en régime permanent des grandeurs diphasées constantes. Ce dernier référentiel est le mieux adapté pour travailler avec la commande vectorielle.

II.6.2. Synchronisation et mode de fonctionnement synchrone

Le BDFM accélère avec une seule alimentation jusqu'à la vitesse naturelle BDFM (78,54 rad/s) lorsque le mode synchrone peut prendre, ce que la vitesse peut être contrôlée, nous déterminons la vitesse de rotation par modification la fréquence du convertisseur alimentant le CW sous forme de rampe.

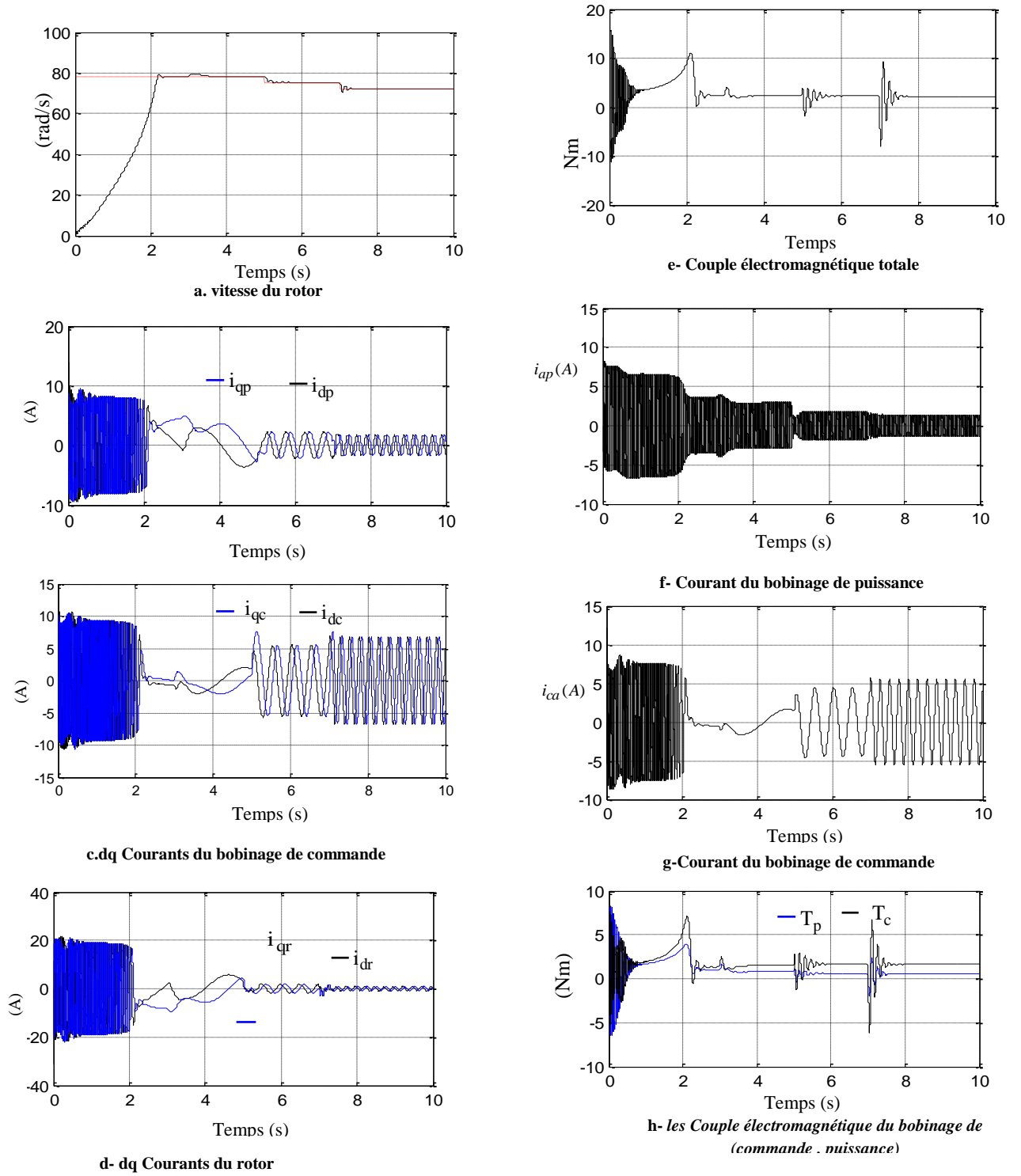


FIG II.4 simulation du mode synchrone du BDFM dans référentiel lié au flux du BC (α, β)

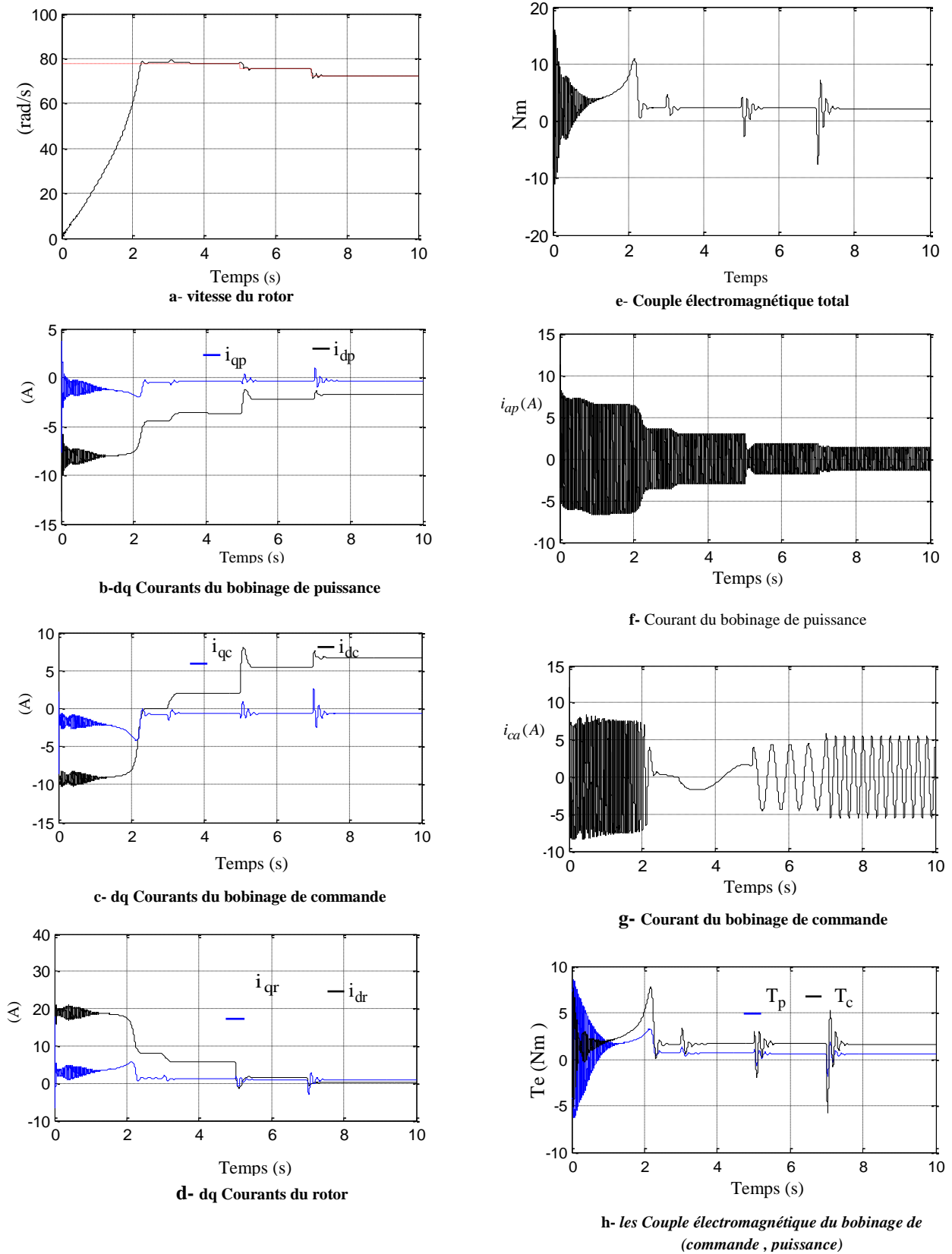


FIG II. 5 simulation du mode synchrone du BDFM dans référentiel lié au flux du BP (d,q)

Les résultats obtenus par simulation avec les paramètres mécaniques $J=0.1$; $f=0.03$ et les

paramètres électrique de la machine sont donnés dans l'annexe (voir l'annexe A1).

La modélisation et la simulation de la BDFM ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, la vitesse, et des courants pour différentes valeurs de fréquence.

Une fois dans le mode synchrone, on peut alimenter le BC par un convertisseur idéal et pour éviter un régime de fonctionnement transitoire brusque, on effectue le changement d'amplitude et de fréquence de la tension du BC sous forme de rampe.

Dans le cas où on fait varier la fréquence de bobinage de commande (0 Hz, 2 Hz et 4 Hz) et on maintient la tension du bobinage de commande constante « 80v », on constate que cette variation implique des oscillations importantes au niveau des grandeurs de la machine comme il est illustré sur les figures (II.-4-5).

-Le couple électromagnétique à vide, se stabilise au bout de 2.4 s à une valeur de 3 N.m compensant ainsi le couple du aux frottement.

D'après les résultats de simulation obtenus, on observe que toute variation au niveau de la fréquence ou tension de BC a une influence directe sur la vitesse et le couple

Si l'on augmente la fréquence du bobinage de commande la vitesse du rotor s'adapte pour suivre l'équation de synchronisme.

Les oscillations de la première phase transitoire, lorsque on varie la tension de bobinage de commande sont plus petites, ce qui est normal du fait de l'échelon de phase au moment de la connexion du BC.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle.

II.7. La commande vectorielle de BDFM

La commande vectorielle, nommée aussi commande par orientation du flux est certainement la stratégie de commande actuellement la plus élaborée pour les machines asynchrones. Avec la BDFM ; on suit la même stratégie et on fixe l'orientation sur un flux de la machine, comme la BDFM travaille avec une tension du BP constante, la valeur du flux du BP est pratiquement constante. L'orientation liée au flux du bobinage de puissance est donc la plus conseillée.

Nous allons présenter la commande vectorielle du BDFM à flux du BP orienté alimentée par l'onduleur de tension commandé par la technique MLI, en utilisant des régulateurs classiques de type PI.

Basé sur la technique la commande vectorielle décrite dans (Shiyi Shao) qui présente une commande vectorielle simplifiée qui fait l'orienter du flux de BP avec éliminations du couplage croix entre la BC et BP.

II.7.1. Schéma de commande

Basé sur la technique de la commande vecteur décrit dans [Sha-07-a], [Sha-09], cette paragraphe présente une commande vectorielle simplifiée avec orientée le flux de BP et éliminations le couplage de compensation croix enter la BC et BP.

II.7.2. Commande vectorielle a flux du BP orienté

Si l'on néglige la résistance du BP, en tenant compte de l'orientation du flux de BP sur l'axe q du repère de Park, on peut récrire :

$$\begin{cases} V_{dp} = 0 \\ V_{qp} = V_p = \omega_p \psi_p \end{cases} \quad (II.30)$$

$$\begin{cases} \psi_p = L_p i_{dp} + M_p i_{dr} \\ 0 = L_p i_{qp} + M_p i_{qr} \end{cases} \quad (II.31)$$

À partir de (II.31), les expressions des courant rotorique données par :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\psi_p}{M_p} - \frac{L_{dp}}{M_p} i_{dp} \\ i_{qr} = -\frac{L_{qp}}{M_p} i_{qp} \end{cases} \quad (II.32)$$

II.7.3. La relation entre le courant de BP et BC

Supposons que le BDFM fonctionne en régime permanent, alors le modèle dynamique peut être transféré vers le modèle qui écrite dans les référence [Sha-07-a], [Rob-06].

$$\begin{cases} V_{dp} = R_p i_{dp} - \omega_p L_p i_{qp} - \omega_p M_p i_{qr} \\ V_{qp} = R_p i_{qp} + \omega_p L_p i_{dp} + \omega_p M_p i_{dr} \end{cases} \quad (II.33)$$

$$\begin{cases} \frac{s_2}{s_1} V_{dc} = \frac{s_2}{s_1} R_c i_{dc} - \omega_p L_c i_{qc} - \omega_p M_c i_{qr} \\ \frac{s_2}{s_1} V_{qc} = \frac{s_2}{s_1} R_c i_{qc} + \omega_p L_c i_{dc} + \omega_p M_c i_{dr} \end{cases} \quad (II.34)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{1}{s_1} R_r i_{dr} - \omega_p L_r i_{qr} - \omega_p M_c i_{qc} - \omega_p M_p i_{qp} \\ 0 = \frac{1}{s_1} R_r i_{qr} + \omega_p L_r i_{dr} + \omega_p M_c i_{dc} + \omega_p M_p i_{dp} \end{cases} \quad (II.35)$$

s_1, s_2 sont les glissements qui sont définis comme:

$$s_1 = \frac{\omega_p - P_p \omega_p}{\omega_p}, \quad s_2 = \frac{\omega_c - P_p \omega_p}{\omega_c} \quad (II.36)$$

Les équations (II.37) et (II.38) peut être obtenues en combinant les équations (II.33) et (II.35) en tenant compte les équations (II.30), (II.31) et négligeant la résistance du BP.

$$i_{dc} = \left(\frac{L_r L_p - M_p^2}{M_p M_c} \right) i_{dp} - \frac{\psi_p L_r}{M_p \omega_p M_c} + \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} i_{qp} \quad (II.37)$$

$$i_{qc} = \left(\frac{L_r L_p - M_p^2}{M_p M_c} \right) i_{qp} + \frac{R_r \psi_p}{M_p M_c \omega_p s_1} - \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} i_{dp} \quad (II.38)$$

Les équations (II.37) et (II.38) représentent la relation entre le courant de BP et le courant de BC. Les premiers termes des équations (II.8), (II.9) représentent le couplage direct entre i_c , i_p , Les seconds termes considérés comme une constante et les troisièmes termes représentent le couplage croisé.

II.7.4. Commande du courant du BC

Pour déterminer l'équation dynamique du système utilisé dans la commande en combinant les équations (II.46), (II.59), (II.41), (II.42). La tension de commande peut être calculée comme suit :

$$V_{dc} = R_c i_{dc} + \frac{L_c L_p L_r - L_c L_p^2 - L_p L_c^2}{L_p L_r - M_p^2} \frac{di_{dc}}{dt} - \frac{L_p^2 M_c R_r}{s_1 \omega_p M_p (L_p L_r - M_p^2)} \frac{di_{qp}}{dt} - (\omega_p - (P_p + P_c) \omega_r) (L_c i_{qc} - \frac{M_c L_p}{M_p} i_{qp}) \quad (II.39)$$

$$V_{qc} = R_c i_{qc} + \frac{L_c L_p L_r - L_c L_p^2 - L_p L_c^2}{L_p L_r - M_p^2} \frac{di_{dc}}{dt} + \frac{L_p^2 M_c R_r}{s_1 \omega_p M_p (L_p L_r - M_p^2)} \frac{di_{qp}}{dt} + (\omega_p - (P_p + P_c) \omega_r) (L_c i_{qc} + M_c \frac{|\psi_p| - L_p i_{dp}}{M_p}) \quad (II.40)$$

Le premier terme: $R_c i_{dc} + \frac{L_c L_p L_r - L_c L_p^2 - L_p L_c^2}{L_p L_r - L_p^2} \frac{di_{dc}}{dt}$, montre la relation directe entre V_{qc} avec i_{qc} .

Le second terme: $\frac{L_p^2 M_c R_r}{s_1 \omega_p M_p (L_p L_r - M_p^2)} \frac{di_{qp}}{dt}$, représente le couplage croix peut être négligé

en régime permanent, le troisième terme: $(\omega_p - (P_p + P_c) \omega_r) (L_c i_{qc} - \frac{M_c L_p}{M_p} i_{qp})$ montre un autre

couplage croisé il peut être négligé par rapport le terme de couplage direct. Une analogue analyse peut être appliquée à l'équation (II.40), donc V_c et i_c peut être considéré comme une relation de premier ordre.

II.7.5. Commande de la puissance du BP

L'expression de la puissance active et réactive peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{cases} P_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{qp} \\ Q_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{dp} \end{cases} \quad (II.41)$$

Avec cette relation la puissance active et réactive de BP peut être commandée directement en utilisant la valeur de courant de la référence.

- la consigne i_{dc} est utilisée pour commander la puissance réactive du BP.
- La consigne de i_{qp} est utilisée pour commander la puissance active du BP ou pour commander le couple électromagnétique total de la BDFM.

II.7.6. Commande du couple électromagnétique

En prenant en compte les équations (II.22), (II.30), (II.31), (II.32), (II.39), et (II.40), le couple électromagnétique peut être exprimé sous la forme suivant:

$$T_e = \frac{3}{2\omega_p} (P_p + P_c) V_{qp} i_{qp} - \frac{3}{2} \frac{P_c V_{qp}^2 R_r}{s_1 \omega_p M_p^2} - \frac{3}{2} \frac{P_c R_r L_p^2}{s_1 \omega_p M_p^2} (i_{dp}^2 + i_{qp}^2) \quad (II.42)$$

Le premier terme : $\frac{3}{2\omega_p} (P_p + P_c) V_{qp} i_{qp}$, représente la relation directement direct entre T_e

et i_{qc} . L'autre terme $\frac{3}{2} \frac{P_c V_{qp}^2 R_r}{s_1 \omega_p M_p^2} - \frac{3}{2} \frac{P_c R_r L_p^2}{s_1 \omega_p M_p^2} (i_{dp}^2 + i_{qp}^2)$, représente une relation variant dans

le temps et peut être négligé par rapport au premier terme, donc T_e est presque linéaire avec i_{qp} .

II.7.7. Commande de la vitesse

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$T_e - T_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + T_l \quad (II.43)$$

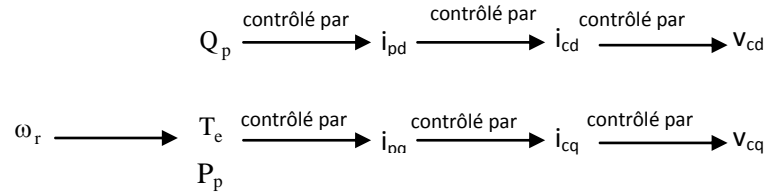
Lorsque on négligé la force de frottement, ω_r peut être régulée par le contrôle de T_e , car ils présentent une relation de premier ordre. T_l est considéré comme une perturbation.

Avec les relations dynamiques des boucles de commande, on peut choisir correctement les paramètres des régulateurs utilisés.

II.8. Ensemble des algorithmes de commande

Dans le schéma de la commande vectorielle qui fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur.

On montre maintenant les «chemins» de régulation de l'algorithme de commande :



Dans le schéma de commande on utilise la technique de boucles multiples en cascade. Ce schéma de commande proposé qui essaye d'établir le couple de la machine par la commande du courant du BP. La commande du courant du BP est obtenue en modifiant le courant du BC, et finalement en faisant varier la tension du BC pour établir le courant du BC

II.8.1. Estimation de la position du flux du BP

L'estimation du flux du BP est assurée par un modèle de tension. Cette méthode intègre directement la FEM (force électromotrice) sinusoïdale.

$$\begin{cases} \psi_{\alpha p} = \int (V_{\alpha p} - R_p i_{\alpha p}) dt \\ \psi_{\beta p} = \int (V_{\beta p} - R_p i_{\beta p}) dt \end{cases} \quad (\text{II-44})$$

L'angle du flux du BP est égal à :

$$\theta_p = \arctan \frac{\psi_{\beta p}}{\psi_{\alpha p}} \quad (\text{II-45})$$

II.8.2. Estimation de couple électromagnétique

L'estimation de T_{em} est nécessaire pour la commande de couple. Dans le cas de la commande de vitesse, il ne faut pas un estimateur de T_{em} très précis. L'algorithme d'estimation de couple électromagnétique évalue la relation (II.22). Il faut noter que la connaissance de la position du rotor est nécessaire pour la transformation des variables du BC dans le référentiel d-q et pour la commande de vitesse.

II.9. Modélisation de l'onduleur de tension MLI

L'onduleur de tension MLI est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements de commande de la machine BDFM.

La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel « S_i ». Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur (Figure II.6).

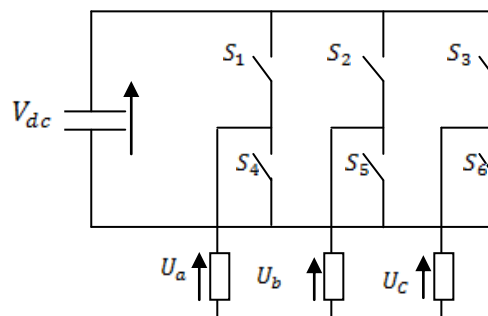


Fig. II-6 Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux.[17]

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_a, S_b et S_c doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

- Branche1 :
 $S_a=0$ Si S1 est ouvert et S4 est fermé ;
 $S_a=1$ Si S1 est fermé et S4 est ouvert.
- Branche2 :
 $S_b=0$ Si S2 est ouvert et S5 est fermé;
 $S_b=1$ Si S2 est fermé et S5 est ouvert.
- Branche3 :
 $S_c=0$ Si S3 est ouvert et S6 est fermé;
 $S_c=1$ Si S3 est fermé et S6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc} (S_a - S_b) \\ U_{ac} = V_{dc} (S_b - S_c) \\ U_{bc} = V_{dc} (S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II-46})$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées, on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} U_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ U_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ U_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-48})$$

II.9.1. Stratégie de commande

Le principe de la stratégie à modulation de largeur d'impulsion triangle sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante avec une porteuse triangulaire bipolaire. Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance (Figure II.7).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II-49})$$

Taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence

$$(V_{ref}) \text{ et celle de la porteuse } (U_p) : r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (\text{II-50})$$

II.9.2. Algorithme de commande

L'algorithme de commande de la stratégie triangle sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en deux étapes [ABD-10]:

$$\text{Etape 1: } \begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Tel que V_{dc} est la tension du bus continue.

$$\text{Etape 2: } \begin{cases} V_k = V_{dc} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{dc} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

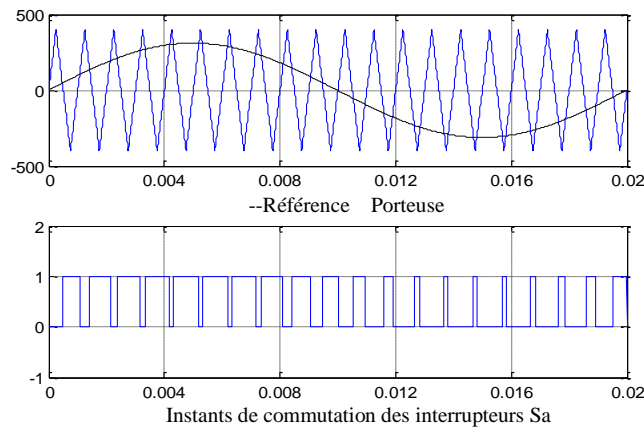


Fig II-7 Principe de fonctionnement de la technique MLI triangle sinusoïdale à une porteuse.

Ce type de structure (figure II.8) est composé de deux boucles, la première est celle du courant tel qu'effectuée dans la section précédente, et la deuxième boucle est celle des puissances, ainsi on aboutit à une régulation de la puissance à partir de consignes que l'on impose.

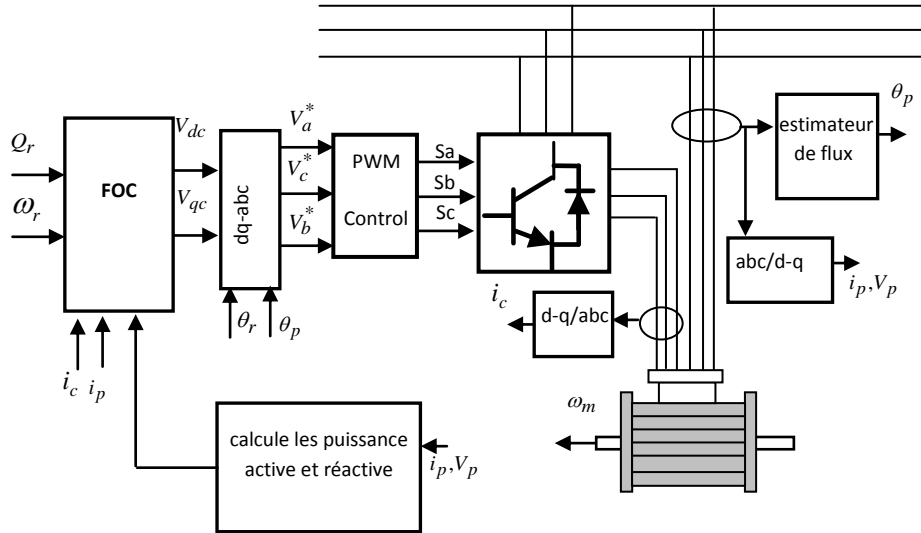


Fig II.8 Schéma fonctionnel de la commande vectorielle

II.10. Simulation de la commande vectorielle

Pour réaliser la simulation de la BDFM en fonctionnement moteur, nous avons utilisé le logiciel Matlab/Simulink, à l'aide duquel nous avons modélisé toutes les parties du système à savoir la machine, l'onduleur, la commande MLI, les régulateurs et divers composants nécessaires à la commande.

II.10.1. Inversion du sens de rotation

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage, puis une inversion du sens de rotation. La figure (II.9) représente l'influence de la variation de la vitesse sur la commande, nous avons appliqué différentes valeurs de vitesse allant de 100 rad/s à -100 rad/s. On constate que la vitesse se stabilise effectivement au tour de la valeur de référence désirée avec des petits dépassements par contre le couple subit quelques variations pendant le changement de référence de vitesse.

- **Interprétation des résultats**

les résultats de simulations montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court, La réponse des

deux composantes du courant statorique (BP,BC) montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine avec le couple électromagnétique qui dépend seulement des composante i_{pq} , i_{cq} .

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'a aucune influence sur le flux de BP, ce qui montre bien le découplage entre les courant de bobinage de puissance et les courant de bobinage de commande.

Le découplage entre la vitesse et la puissance réactive est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

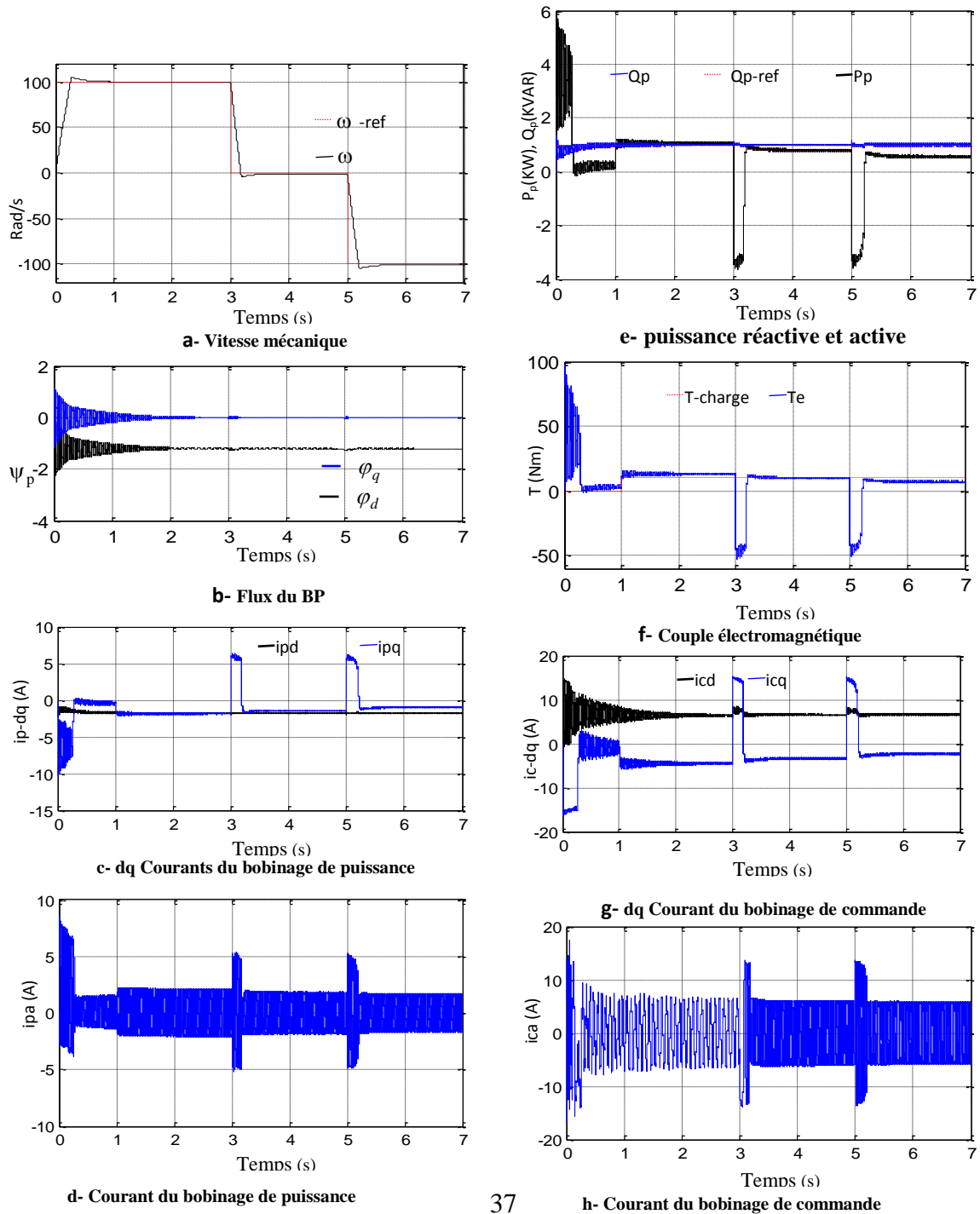


Fig II.9 Résultats de simulation pour le changement de sens de rotation et application de la charge

II.10.2. Variation de couple électromagnétique et la puissance réactive

Les résultats de simulation de la figure (II.10) montrent le découplage entre couple et puissance réactive est toujours réalisé avec un bon comportement de la machine malgré la variation de la couple et la puissance réactive.

Les résultats de simulation montrent une bonne poursuite de référence de la couple électromagnétique et la puissance réactive, sauf l'apparition des oscillations sur la réponse de la puissance réactive qui sont dues à l'utilisation de l'onduleur et qu'elles sont liées aux harmoniques du courant.

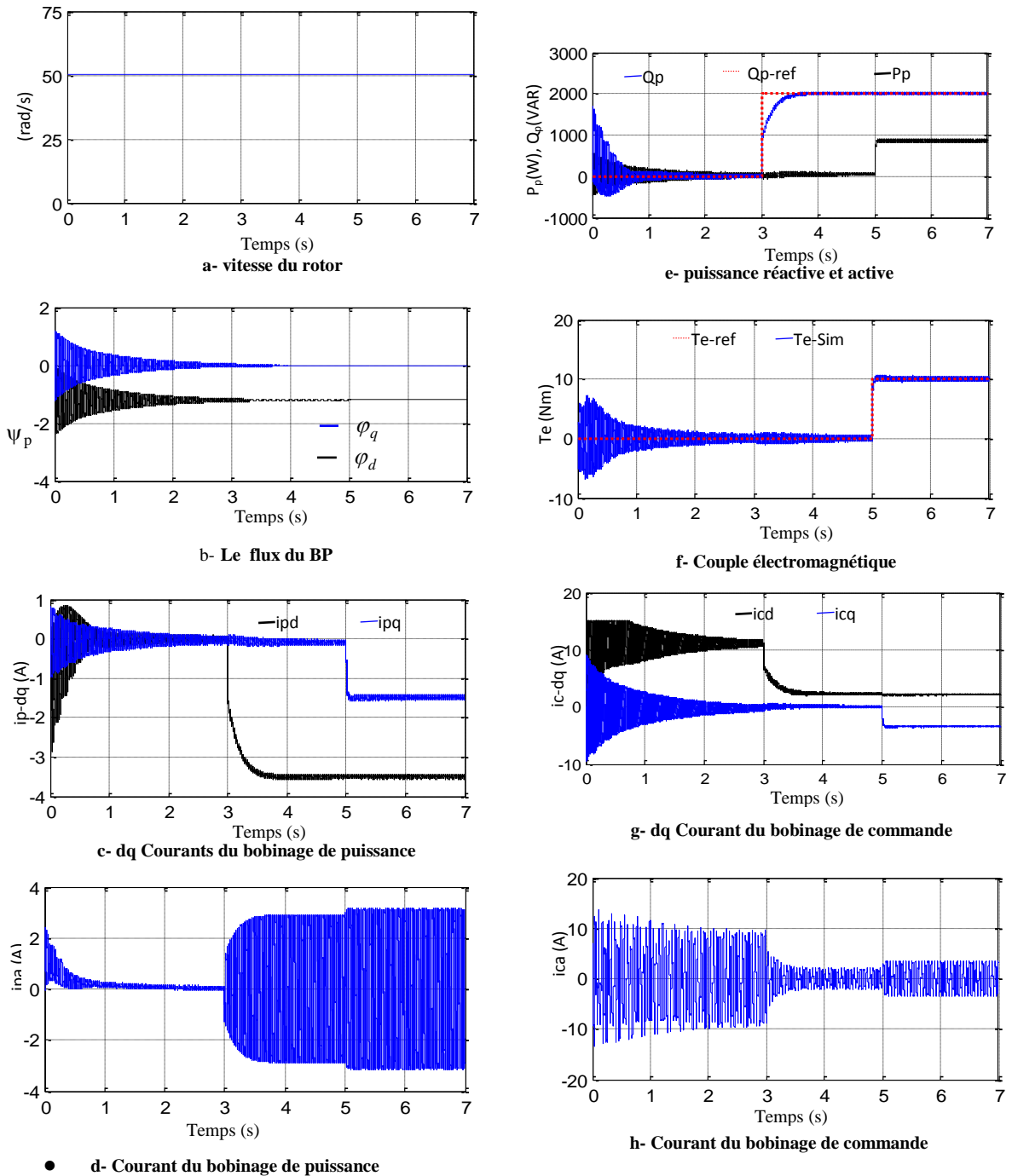


Fig II.10 Résultats de simulation lors de la variation de la couple et la puissance réactive

- **Interprétation des résultants**

Nous constatons que le découplage entre la puissance réactive et le couple est bien maintenu et suit les grandeurs de référence sans dépassement.

La composante en quadrature du flux du BP ψ_{qp} s'annule en régime permanent, et la composante directe du flux BP ψ_{dp} est égale à la valeur (1.2Wb).

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique et la puissance réactive n'a aucune influence sur le flux de BP.

II.11. Commande directe du couple de la BDFM

La commande directe du couple et du flux abrégée DTC a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi [TAK-89], différente de la commande précédente FOC, la DTC vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Avec la BDFM, on suit la même stratégie et comme la BDFM travaille avec une tension du BP constante, la valeur du flux du BP est pratiquement constante.

II.11.1. Principe de la commande directe du couple

Le principe est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis.

L'absence de boucles de contrôle des courants et de la transformation de Park et du bloc de calcul de modulation de tension MLI rend la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande vectorielle. Cependant elle présente des problèmes à basse vitesse, la nécessité de disposer des estimations de flux et du couple et la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

II.11.2. Estimation du flux et du couple

On utilise les équations de la BDFM dans un repère fixe ($\alpha - \beta$) lié au BC de la machine.

Le flux de BC peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha c} = \int (V_{\alpha c} - R_c i_{\alpha c}) dt \\ \psi_{\beta c} = \int (V_{\beta c} - R_c i_{\beta c}) dt \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Le module du flux du BC s'écrit :

$$\psi_c = \sqrt{\psi_{c\alpha}^2 + \psi_{c\beta}^2} \quad (\text{II.54})$$

L'angle du flux du BC est égal à :

$$\theta_c = \arctan \frac{\psi_{\beta c}}{\psi_{\alpha c}} \quad (\text{II.55})$$

A partir de l'équation (II.20) lorsque on écrit dans le repère fixe au BP, Le flux de BP peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha p} = \int (V_{\alpha p} - R_p i_{\alpha p}) dt \\ \psi_{\beta p} = \int (V_{\beta p} - R_p i_{\beta p}) dt \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

L'angle du flux du BP est égal à

$$\theta_p = \arctan \frac{\psi_{\beta p}}{\psi_{\alpha p}} \quad (\text{II.57})$$

II.11.3. Estimation du couple électromagnétique

On peut utiliser le flux estimé et les courants mesurés de BC et BP. Le couple électromagnétique est estimé comme suit [Sar-07]:

$$T_e = -\frac{3}{2} P_p (\psi_{\alpha c} \cdot i_{\beta c} - \psi_{\beta c} \cdot i_{\alpha c}) + \frac{3}{2} P_p (\psi_{\alpha p} \cdot i_{\beta p} - \psi_{\beta p} \cdot i_{\alpha p}) \quad (\text{II.58})$$

Le premier terme de l'équation (II.58) définit le couple électromagnétique de CW, pour simplifier le command on prend le second terme comme une constante parce que la valeur de flux de BP est constante (imposé par le réseau).

II.11.4. Estimation du flux du BC

La technique de la commande DTC de la BDFM est considérée comme la commande DTC classique appliquée sur la machine à induction. Le modèle de la BDFM la référence de BC est utilisée pour la simulation.

Le vecteur de du flux du BC est donné par:

$$\overline{V_c} = R_c \overline{i_c} + \frac{d\overline{\phi_c}}{dt} \Rightarrow \overline{\phi_c} = \overline{\phi_{s0}} + \int_0^t (\overline{V_c} - R_c \overline{i_c}) dt \quad (\text{II. 59})$$

Pour simplifier notre étude en négligeant la chute de tension due à la résistance de BC, on aura :

$$\overline{\phi_c} \approx \overline{\phi_{c0}} + \int_0^t \overline{V_c} dt \quad (\text{II.60})$$

On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur de flux se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur $\overline{V_c}$ sélectionné pendant T_e .

$$\Delta \overline{\phi_c} \approx \overline{V_c} \cdot \Delta t \quad (\text{II.61})$$

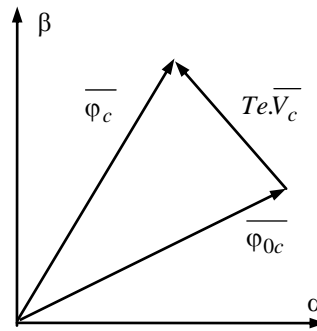


Fig. II.11 Evolution de l'extrémité de flux du BC

A partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se

sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, On peut écrire.

$$\overline{V}_{s,k} = \frac{3}{2} V_{dc} \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.62})$$

Il y a six vecteurs de tension actifs: $\overline{V}_{s,k}$ correspondant à: $V1 = [1 \ 0 \ 0]$, $V2 = [1 \ 1 \ 0]$, $V3 = [0 \ 1 \ 0]$, $V4 = [0 \ 1 \ 1]$, $V5 = [0 \ 0 \ 1]$, $V6 = [1 \ 0 \ 1]$, de plus, $V0 (000)$ et $V7 (111)$ sont deux vecteurs de tension nulle.

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Fig.II.12.

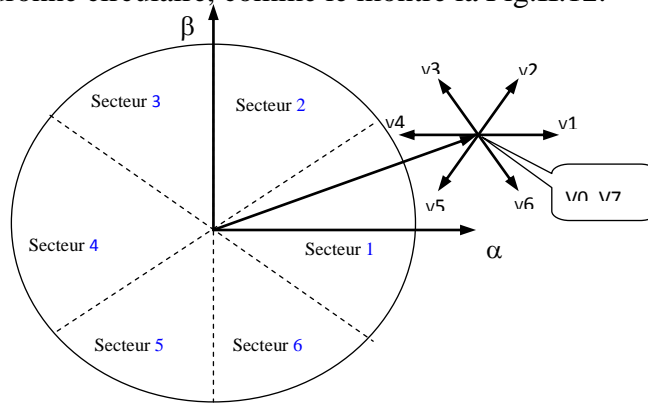


Fig II.12 Principe de la Commande Directe de Couple.

Selon le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique du BC, selon une trajectoire dans le plan $\alpha \beta$, qui est défini a priori comme étant un hexagone dont le côté est égal au flux de référence en diphasé. Pour le faire tourner on utilise un vecteur tension actif et pour le bloquer un vecteur tension nul. Le choix du vecteur tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis.

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (st) et de la zone secteur de la position de flux Φ_c , elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau II.1. Table de commande

sector		1	2	3	4	5	6
Flux	Torque						
Sf=1	St=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	St=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	St=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
Sf=0	St=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	St=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	St=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif (Figure II.13).

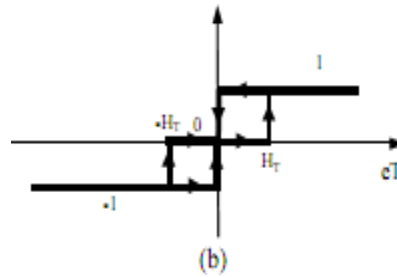


Fig. II.13 correcteur de couple à trois niveaux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur du flux de bobinage de command Φ_c dans une couronne circulaire, un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

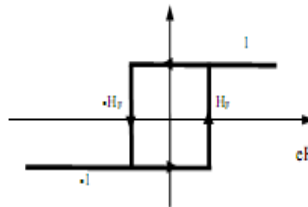


Fig. II.14 BC flux Correcteur avec hystérésis à 2 niveaux

La commande par DTC du BDFM, peut être schématisée par la figure suivante:

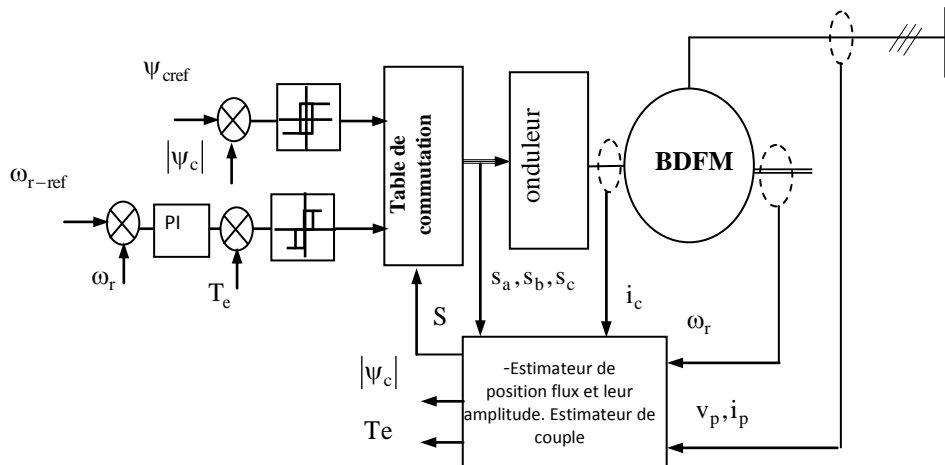


Fig. II.15 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée.

II.11.5. Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à la BDFM alimenté par un onduleur de tension triphasé, le flux de référence est maintenu constant et égal à sa valeur nominale 0.8 Wb. Le schéma bloc de la

régulation par DTC ainsi obtenu a été simulé pour une période d'échantillonnage, $T_e = 0.1\text{ms.}$, pour réduire les oscillations de couple, il est nécessaire de diminuer la période d'échantillonnage.

II.11.5.1. Inversion du sens de rotation et introduction du couple de charge

Afin de tester la robustesse du contrôle directe du couple l'effet de l'introduction d'un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t = 4\text{ s}$ après un démarrage à vide on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/s, et la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

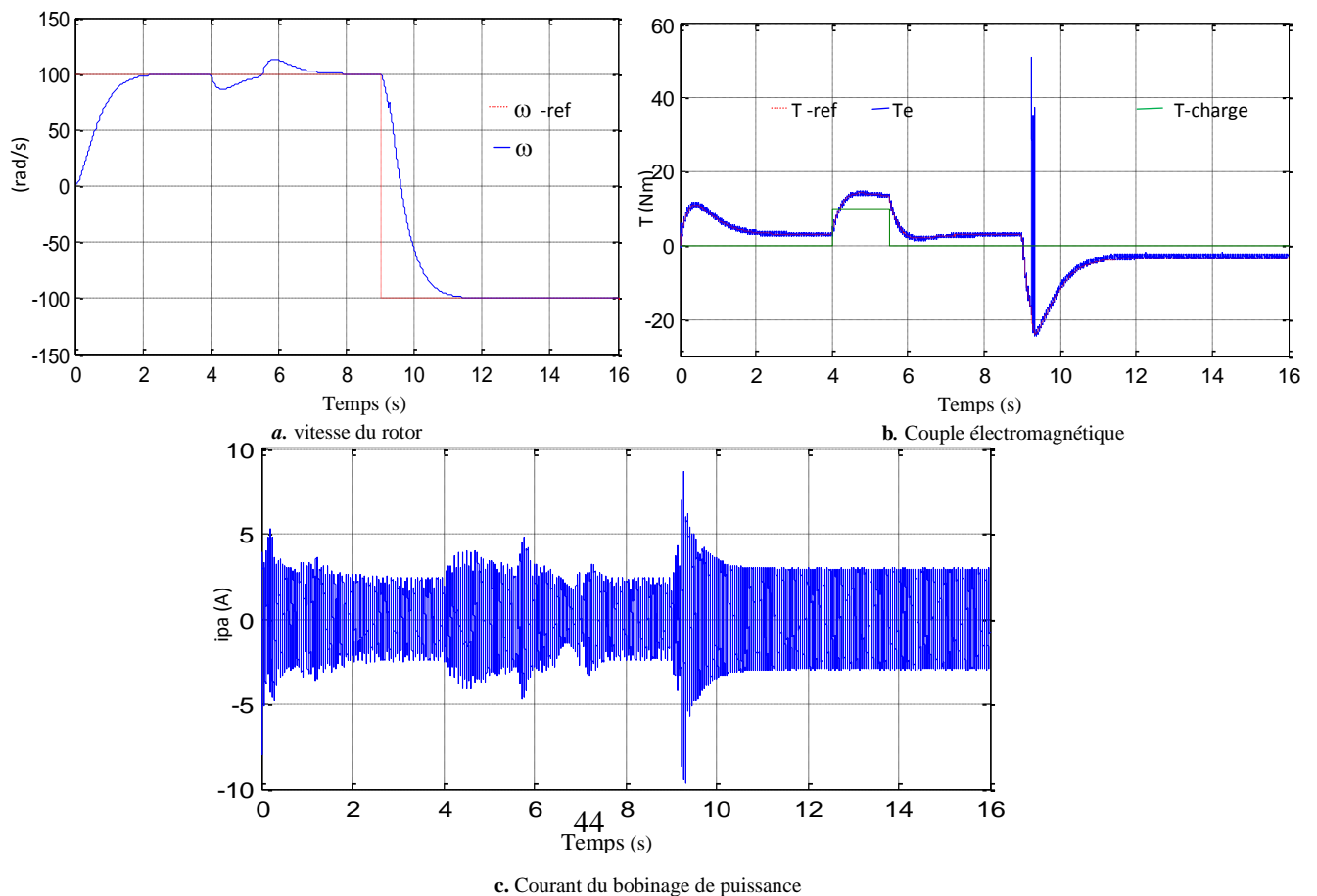
La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à $\pm 0.25\text{ N.m}$, et celle du comparateur de flux à $\pm 0.05\text{ Wb}$.

En considérant les conditions suivantes de fonctionnement:

- ✓ Démarrage à vide où la vitesse du moteur poursuit leur valeur nominale 100 rad/s
- ✓ A l'instant $t = 4\text{ s}$, la valeur nominale du couple de charge ($T_c = 10\text{ N.m}$) est appliquée
- ✓ A l'instant $t = 4\text{ s}$, Inversion du sens de rotation avec charge nominale

La valeur de référence du flux est, dans ce cas égale à ($\psi_c = 0.8$) comme montre la

Figure (II.10-f).



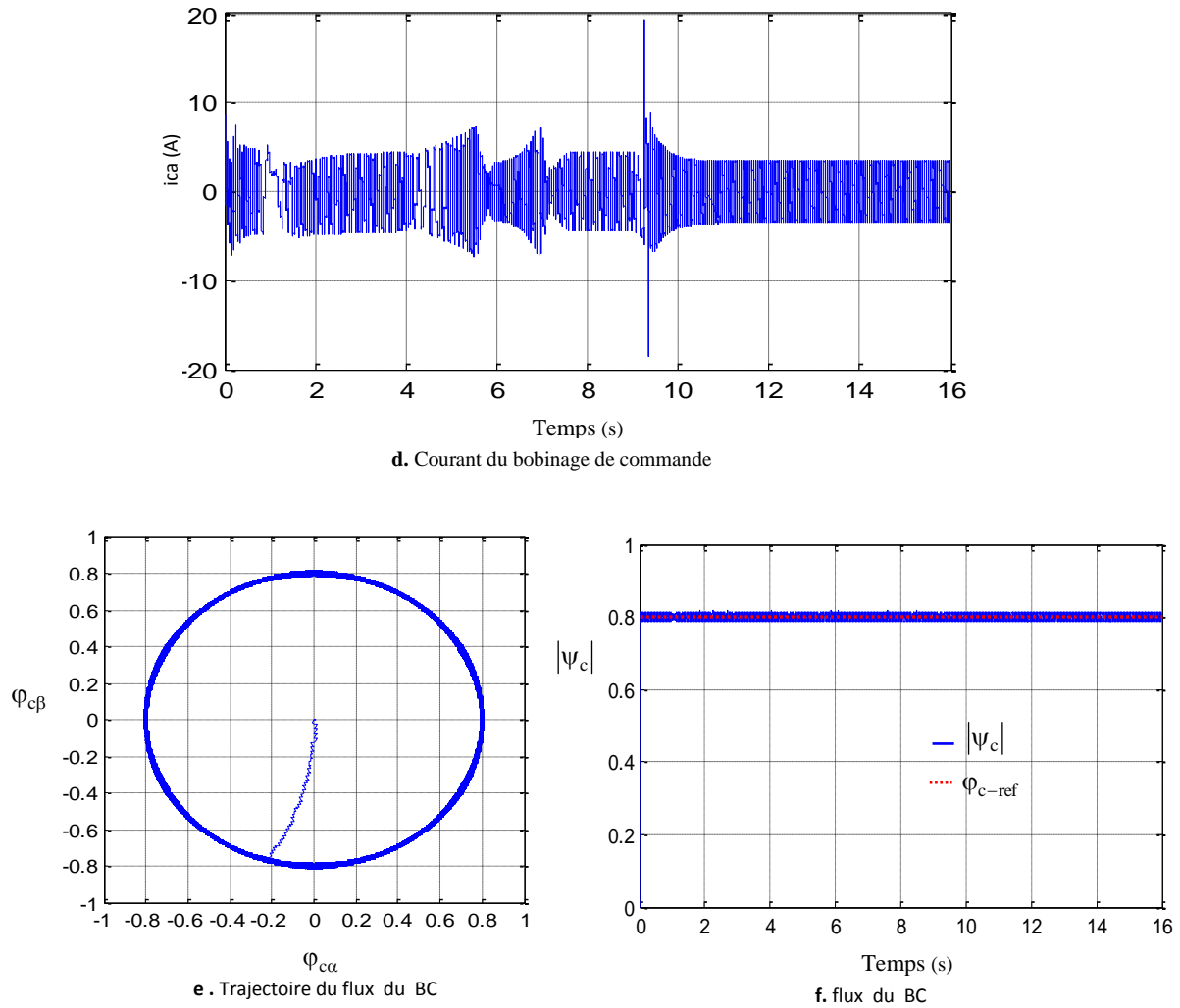


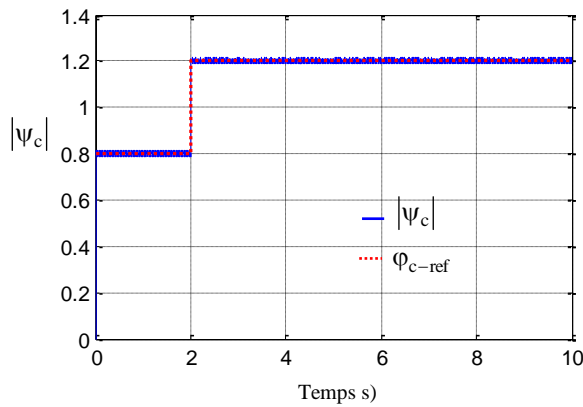
Fig II.16 Inversion du sens de rotation et introduction du couple de charge

• Interprétation des résultats

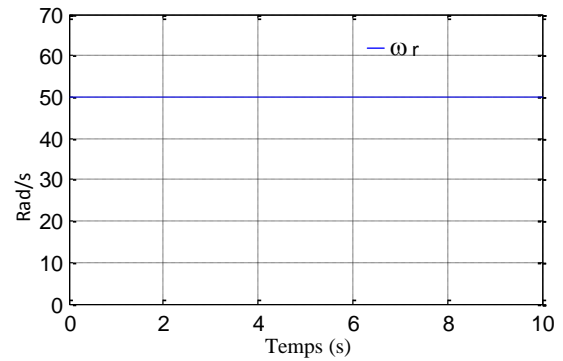
- On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis à vis de la variation de la charge, en effet un rejet ne pas rapide de la perturbation exige, Dans le cas où augmenter de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse.
- La trajectoire du flux est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande de contrôle.
- La fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas contrôlée, elle varie en fonction du point de fonctionnement. À faible vitesse la fréquence de commutation est faible et le bruit acoustique augmente.

II.11.5.2. Résultats de simulation avec variation le couple et le flux

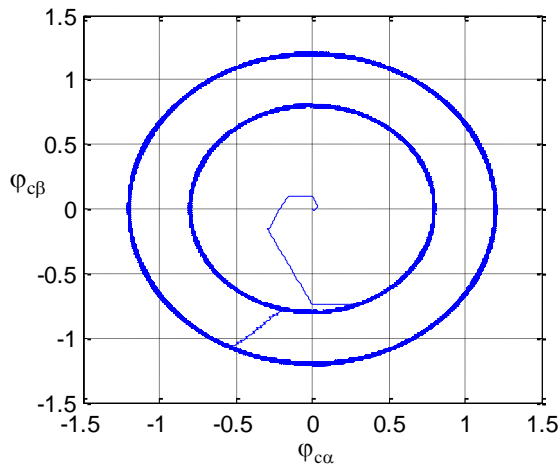
Afin de tester le découplage entre le flux et le couple pour un fonctionnement à vitesse constante à 50 rad/s. Dans ce cas, la simulation a été exécutée avec les mêmes paramètres du contrôle précédent et un échelon de couple : à partir de 10 N.m à 20 N.m (fonctionnement avec le mode moteur) et peut être appliqué et les résultats sont présentés dans les figures suivantes.



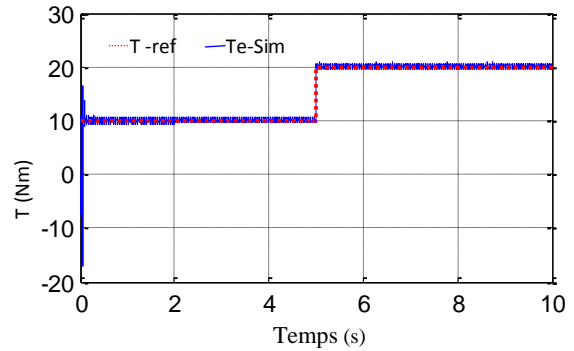
a. Réponse dynamique du flux du BC



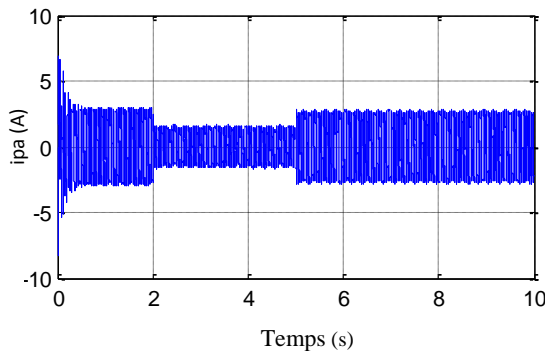
d. . vitesse du rotor



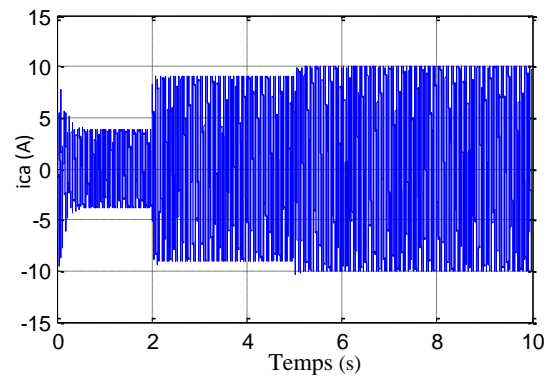
b. trajectoire du flux du BC



e. Réponse dynamique du couple électromagnétique



c. Courant du bobinage de puissance



f. Courant du bobinage de commande

Fig II.17 simulation avec variation du couple et du flux

Les caractéristiques de la simulation sont résumées comme suit:

- vitesse: 50 rad/s , $V_{bus} = 700 \text{ V}$.

- **Interprétations des résultats :**

-Les courbes de la figure (II-17-e) présentent le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 10 N.m, 20 N.m à l'instant $t = 5\text{s}$, la largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.25 . A travers de cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis

-Nous noterons que la dynamique de la réponse du couple est tout aussi intéressante dans le cas de la commande à flux constant que dans le cas à flux variable.

-Les allures circulaires du flux du BC induisent des flux (ψ_{ca}) et (ψ_{cb}) d'allures sinusoïdales (II.17.b).

-La Figure II.17-c-f montre que les courants statorique du BC et du BP répond bien aux variations imposées par le couple et que les courants conserve une forme très proche de la sinusoïde.

-La Figure II.17-e montre lorsqu'une variation de flux imposés de 0.8 à 1.2 Wb l'amplitude de courant du BC va augmenter à une forme d'onde sinusoïdale.

-Les courants CW et PW changent à la suite de l'augmentation du couple et du flux et le fonctionnement du système reste stabilisé.

Les résultats de simulation montrent la bonne performance de contrôle et l'efficacité de la commande DTC. Enfin, cette étude va encourager la recherche de l'analyse et de la conception de DTC avec la BDFM.

II.11.5.3. Conclusion sur la DTC

Le contrôle direct du couple de la machine asynchrone est une méthode séduisante par sa simplicité, ses performances dynamiques sur le couple et l'absence de capteur mécanique. Cependant il nécessite des fréquences d'échantillonnage élevées qui imposent des contraintes fortes sur l'implantation numérique. Par ailleurs, sa simplicité est seulement théorique puisque son fonctionnement correct sur une large plage de fréquence, son manque critique de robustesse vis-à-vis de la résistance statorique et son fonctionnement difficile à basse vitesse.

II.12. Conclusion

On a étudié, dans ce chapitre, la modélisation et la commande d'une BDFM. Des modèles analytiques des différents constituants du système ont été établis. Deux stratégies de commande, du système à base de la BDFM, ont été détaillées : la commande vectorielle à flux du BP orientés et le contrôle direct du couple (DTC). Pour valider les performances de ces deux stratégies de commande du système complet, des résultats de simulation ont été représentés.

Chapitre III: Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée Montée dans une Éolienne

III.1. Introduction

La (BDFM) offre de nombreux avantages par rapport à les machine classique montre un potentiel commercial à la fois comme un entraînement à une vitesse variable ou l'utilisation comme une source d'énergies renouvelables, il est particulièrement intéressant pour la production d'énergie éolienne qui remplacement de la machine asynchrone double alimentation.

La BDFM devient une solution adaptée à ce genre d'application vu sa capacité à fonctionner dans une large gamme de vitesse. Elle est d'autant plus intéressante dans le cas où la puissance produite n'est pas écrêtée en atteignant la puissance nominale de la machine.

Tel qu'il a été illustré dans la partie portant sur la conversion de l'énergie éolienne, il a été montré que la puissance produite par la turbine dépend de sa vitesse de rotation et de la vitesse du vent. Sachant que la cette dernière n'est guère constante dans la nature, une utilisation à vitesse variable est imposée pour positionner le fonctionnement sur le point optimale de production de la puissance.

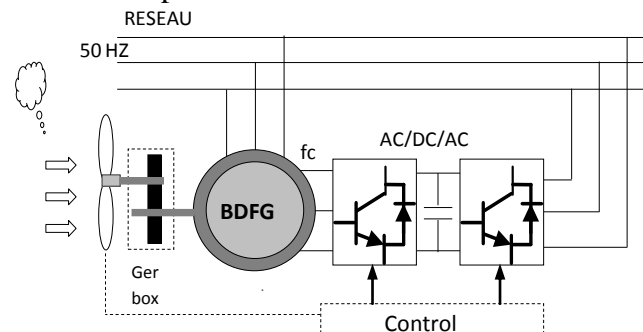


Fig III.1 Schéma de principe d'une BDFG

On aborde dans ce chapitre une stratégie de commande de la BDFM appliquée au système de conversion d'énergie éolienne. Cette technique se justifie par la difficulté d'utilisation d'une loi de commande pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive générées par cette machine. Par ailleurs, les modèles aérodynamiques de la chaîne de conversion électromécanique et le problème de la synchronisation au réseau sont examinés.

III.2. Commande en puissance active et réactive de la BDFM

Pour avoir un fonctionnement à vitesse de rotation donnée correspondant à une vitesse de vent, il faut que la machine impose un couple résistant permettant ce fonctionnement. Étant donné que la puissance est le produit de la vitesse et du couple il suffit d'avoir une référence de puissance qu'il faut suivre pour fonctionner à vitesse optimale. Ainsi une commande vectorielle de la BDFM sera réalisée, celle-ci sera détaillée dans la suite de notre travail.

III.2.1. Principe général

En prenant en compte les hypothèses simplificatrices précédemment retenues, la commande directe de puissance sera réalisée par la mise en place deux boucles de régulation sur chaque axe. Le découplage entre ces axes étant considéré total, la régulation sera indépendante pour chacune des puissances active et réactive.

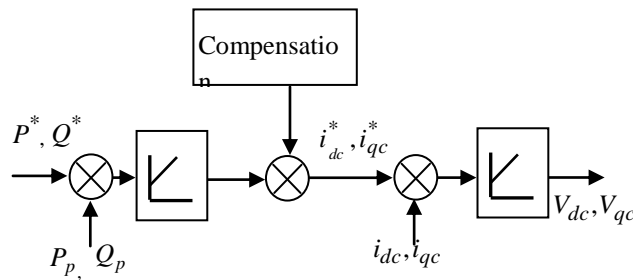


Fig. III.2 schéma de commande

En se basant sur le modèle précédent, une commande adaptée a été réalisée. Celle-ci contrôle les puissances actives et réactives de BP, on imposant des tensions de références aux onduleurs de tension qui alimentant le BC. Dans cette optique nous allons procéder à la synthèse des régulateurs nécessaires au bon fonctionnement des

commandes précédentes régissant que nous venons de présenter sur le modèle de la BDFM obtenu dans le chapitre II, mais dans ce cas la commande en puissance active et réactive .

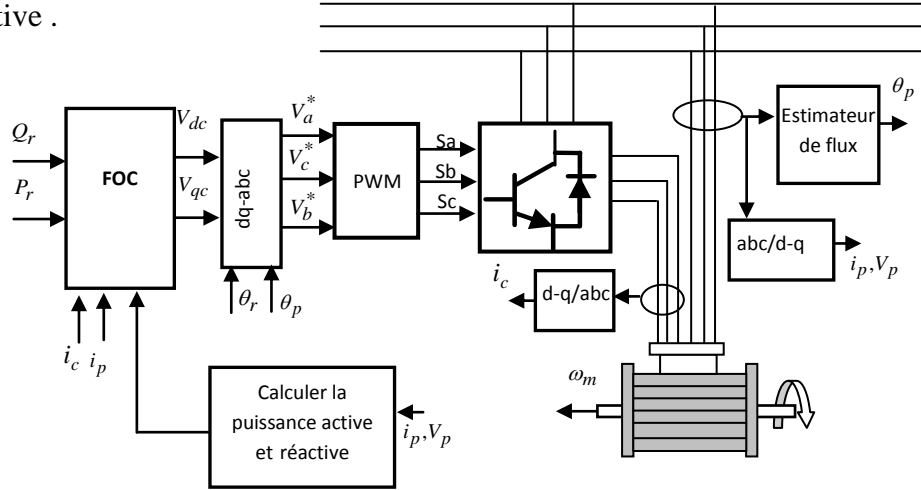


Fig. III.3 Principe du contrôle des puissances actives et réactives de la BDFG

III.3. Résultats de Simulation

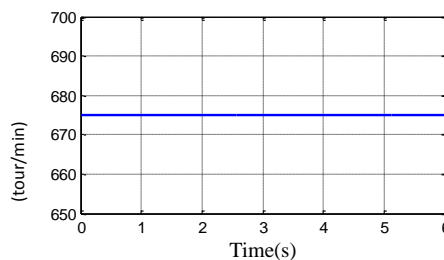
Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse constante et tous les graphiques suivants montrent les composantes vectorielles. La synthèse des régulateurs utilisés est détaillée dans l'annexe ,le test consiste à applique des échelons sur les puissance active et réactive .

-Machine entraînée à une vitesse fixe 675tr/min.

- Entre les instant $t=1s$ et $t=3s$: on applique un échelon négatif pour la puissance active (P_{ref} passe de 0 à -2000W)

- Entre les instant $t=2s$ et $t=4s$: on applique un échelon positif pour la puissance réactive (Q_{ref} passe de 2000 à 0VAR)

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance actives et réactives appliquée à la BDFG.



a. vitesse du rotor

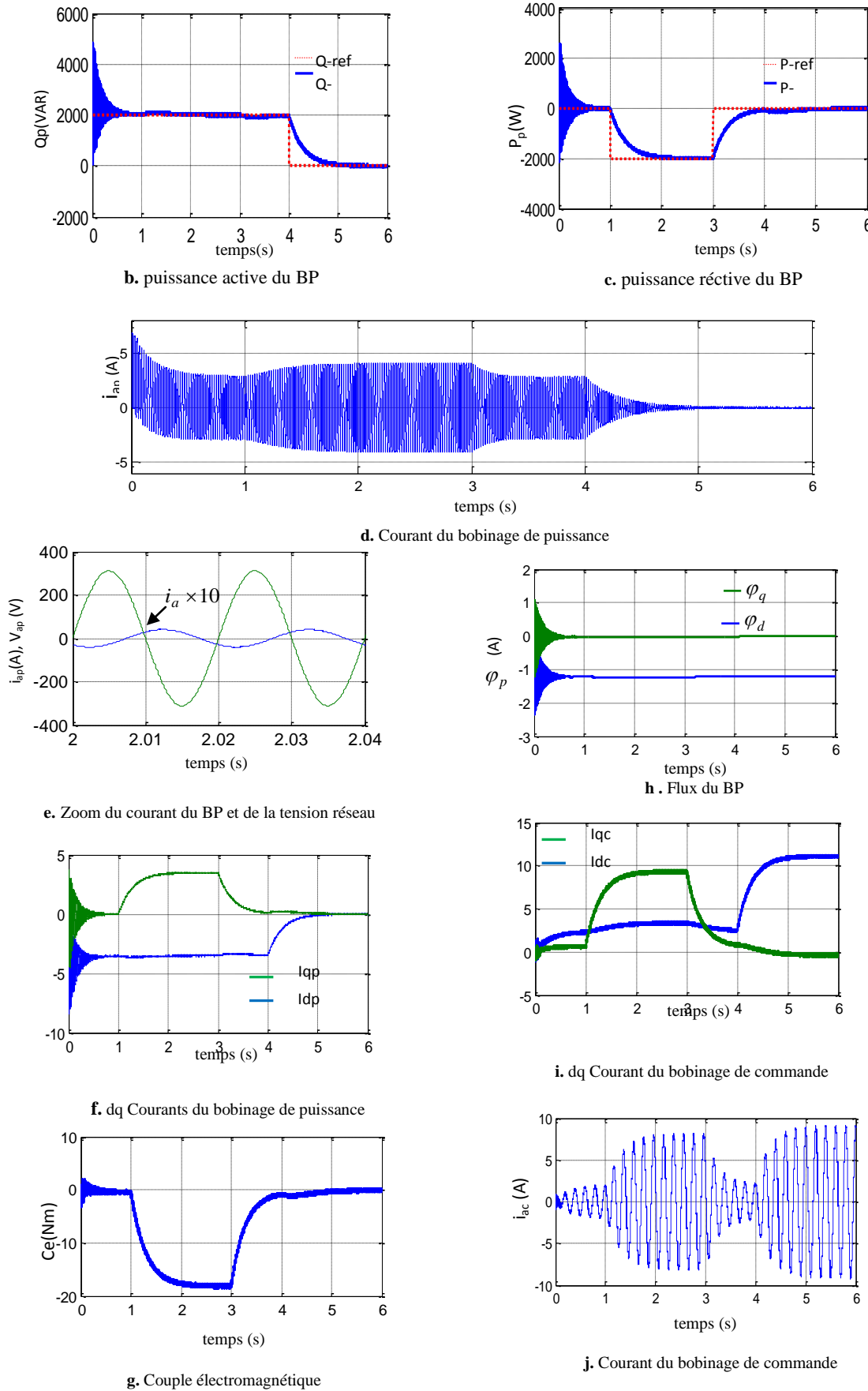


Fig. III.4 Résultats de simulation de la commande en puissances active et réactive de la BDFG.

- **Interprétation des résultats**

- Les résultats de simulation montrent une bonne poursuite et permet de découpler les puissances active et réactive du générateur.
- Les résultats de simulation obtenus montrent que pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est négatif
- La fréquence du courant d'enroulement de commande est égale à 5 Hz qu'on certifier en fonction de la vitesse du rotor.
- Pour ce mode de fonctionnement, la vitesse de la BDFG égale à 675 tr/min en mode hypo-synchrone comme illustre-la Figure III-4.a, Il est à noter aussi que la fréquence du courant du BC est beaucoup plus faible comparée à celle du courant du BP.
- Nous remarquons également que les courants bobinages de contrôle (BC) et les courants de bobinage de puissance (BP) d'axes d-q sont parfaitement découplés, qui permettant de pouvoir contrôler indépendamment les puissances active et réactive du BP.
- Le courant du BP de d'axe q est issu du contrôle le couple électromagnétique et la puissance active et le courant du BP d'axe d est, quant à lui, issu du contrôle de la puissance réactive .
- La puissance active débitée par le BP possède la même allure que le couple électromagnétique.

III.4. Les systèmes éoliens

La turbine constitue le premier étage de conversion, elle est équipée le plus souvent de trois pâles qui permettent de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique avec une vitesse de sortie lente (arbre lent). Les éoliennes se divisent en deux grandes familles : celles à axe vertical et celles à axe horizontal.

Dans ce chapitre nous intéressons plus particulièrement aux éoliennes rapides à axe horizontal qui sont non seulement les plus répandues, mais aussi les plus efficaces.

III.4.1. Modèle de la turbine éolienne

Une turbine éolienne réelle possède un certain rendement aérodynamique qui est inférieur aux 59.3% imposé par la limite de Betz .de manière générale, on écrit la

puissance de la turbine en fonction de ce rendement communément appelé coefficient de puissance ou coefficient de performance C_p [Ela-04]:

$$P = \frac{\pi}{2} C_p R^2 \rho v^3 \quad (\text{III-1})$$

C_p dépend de la géométrie de la pale et de deux grandeurs qui peuvent être variables, il s'agit de l'angle de calage des pales β par rapport à la direction du vent et de la vitesse relative en bout de pale λ définie par $(\lambda = \omega_t R / v)$.

Avec λ est le rapport entre la vitesse linéaire du bout de pale et la vitesse du vent.

La formule analytique simplifiée pour le calcul de $C_p(\lambda, \beta)$ pour des éoliennes à rotation rapide à 3 pales. Cette expression donnée par [SYL-13].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (\text{III-2})$$

$$\text{Avec } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (\text{III-3})$$

La figure (III.5) montre les courbes du coefficient de puissance en fonction de λ pour différentes valeurs de β , on constate que pour chaque angle β il existe un ratio de vitesses λ optimal qui maximise le coefficient C_p .

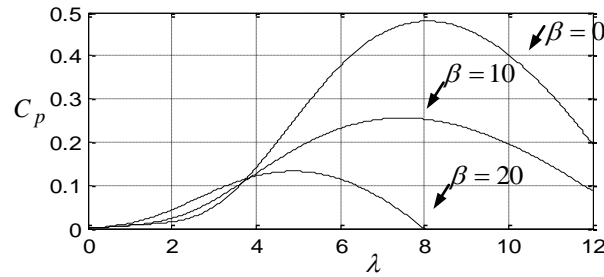


Fig. III.5 Coefficient de puissance en fonction de λ et β

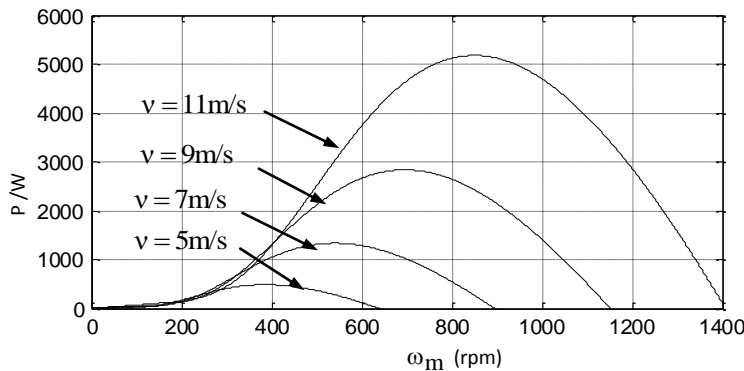


Fig. III. 6 Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent

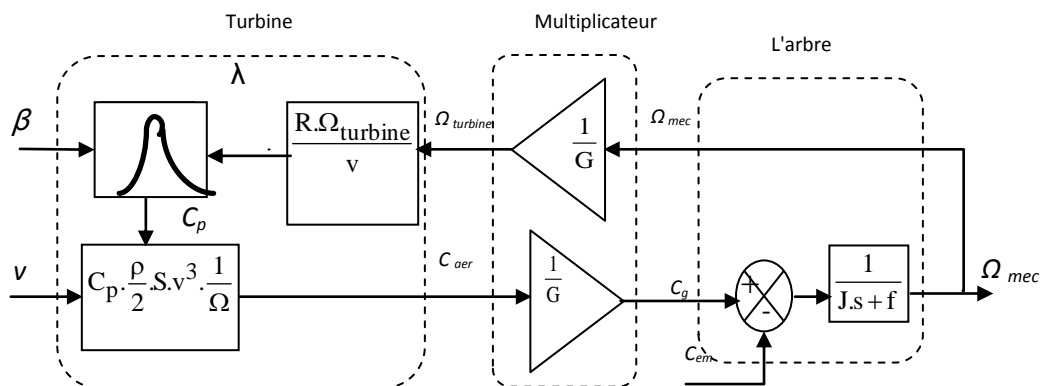
III.4.2. Recherche du rendement maximum MPPT (Maximum Power Point Traking)

L'utilisation des turbines éoliennes à vitesse variable permet de régler la variation de vitesse de la génératrice. Ceci s'avère très utile pour extraire le maximum de puissance lors de son fonctionnement. Le but de cette commande est la recherche permanente de ce maximum, dans la littérature cette technique que l'on retrouve sous le nom de «Maximum Power Point Tracking » (MPPT).

Le calcul fait un certain nombre d'hypothèse comme suit :

- D'un seul coefficient de frottement regroupant tous les coefficients de frottements externes.
- Les arbres de transmission sont parfaitement rigides.
- Le multiplicateur de vitesse est idéal.
- L'inertie de la génératrice J_g peut être négligée devant celle de la turbine J_r ou ramenée du côté de l'arbre lent.

La turbine génère un couple aérodynamique transmis au multiplicateur. Ce couple peut être calculé à partir des valeurs de la vitesse du vent et la vitesse de rotation de la turbine, le multiplicateur transforme la vitesse de la turbine et le couple aérodynamique respectivement en vitesse mécanique et en couple du multiplicateur, et la turbine peut être ainsi commandé par l'action du couple électromagnétique du convertisseur électrique. La vitesse du vent est considérée comme une perturbation (Figure II.4).



FigIII.7 Schéma bloc du modèle de la turbine .

Afin de capter le maximum de puissance de l'énergie éolienne incidente, il faut ajuster en permanence la vitesse de rotation de la turbine à celle du vent. La vitesse mécanique optimale de la turbine correspond à ($\lambda_{opt}=8.1$, $C_{pmax}=0.48$, $\beta=0^\circ$).

III.4.2.1. Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse

La nature fluctuante du vent engendre des perturbations dans le système de conversion éolien, et crée des variations continues de puissance. De cet effet, il est supposé que le couple électromagnétique développé par la machine est égal à sa valeur de référence.

À partir du couple mécanique total appliqué au rotor, on peut régler cette vitesse à une référence. Ceci est obtenu en utilisant un asservissement adéquat de vitesse pour avoir un couple électromagnétique de référence.

Une estimation de la vitesse de la turbine est calculé à partir de:

$$\omega_t = \frac{\lambda_{opt} v}{R} \quad (III-4)$$

La vitesse mécanique de référence est calculée par :

$$\omega_m^* = G \omega_t \quad (III-5)$$

On peut régler la vitesse à de référence en utilisant un asservissement adéquat de la vitesse pour avoir un couple électromagnétique de référence.

$$T^* = (kp + ki \int) (\omega_m^* - \omega_m) \quad (III-6)$$

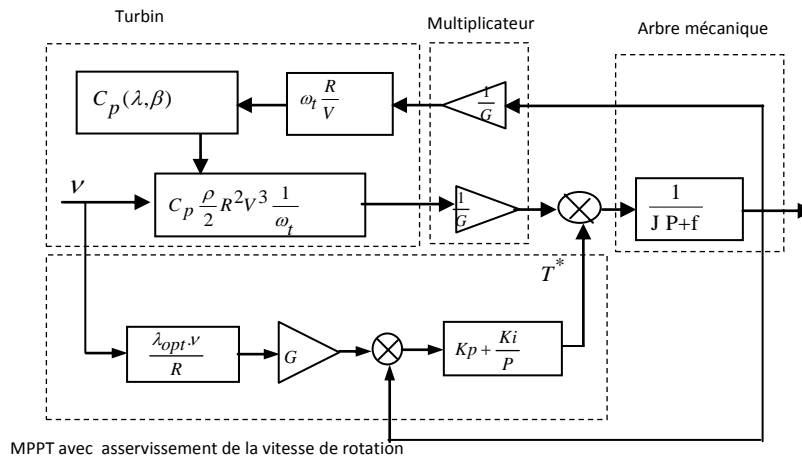


Fig. III.8 Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse

Cette méthode est simple, cependant, elle dépend fortement de la mesure de la vitesse de vent, c'est-à-dire de la qualité de l'image du vent fournie par l'anémomètre. De plus, la fiabilité de la méthode tient de la justesse de la courbe programmée du lieu de la puissance maximale en fonction de la vitesse du vent (données constructeur).

III.4.2.2. Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse

En pratique, une mesure précise de la vitesse du vent est difficile à réaliser. Ceci pour deux raisons :

- L'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui erroné la lecture de la vitesse du vent.
- Ensuite, le diamètre de la surface balayée par les pales étant important (typiquement 2 m pour une éolienne de 4kW), une variation sensible du vent apparaît selon la hauteur ou se trouve l'anémomètre. L'utilisation d'un seul anémomètre conduit donc à n'utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales.

Une mesure erronée de la vitesse conduit donc forcément à une dégradation de la puissance captée selon la technique d'extraction précédente. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse [ELA-04].

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation :

$$v_{-ref} = \frac{\omega_t R}{\lambda_{opt}} \quad (III-7)$$

La référence de la puissance de la turbine correspond :

$$P_{-ref} = \frac{\pi}{2} C_{p-max} R^2 \rho v_r^3 \quad (III-8)$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de vitesse à la valeur, λ_{max} qui correspond au maximum du coefficient de puissance C_p . Le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$T_{-ref} = P_{-ref} / \omega_t \quad (III-9)$$

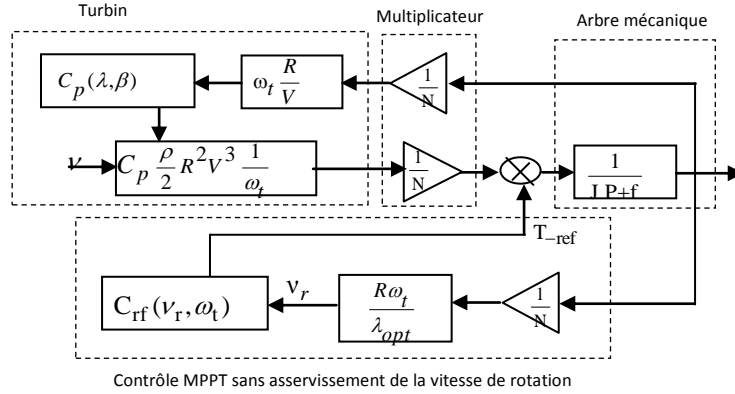


Fig. III.9 Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de la vitesse

Cette méthode de contrôle permet de se rapprocher rapidement de l'optimum à l'aide de la mesure simple de la vitesse de rotation ω_m , c'est-à-dire sans utilisation de capteur de vitesse du vent et réduit considérablement l'algorithme de la recherche de puissance maximale.

III.4.1.2. Système de régulation de l'angle d'orientation (Pitch control)

Pour réduire le couple de commande et réguler la vitesse du rotor et de la génératrice, la commande en couple requiert une aide de l'action de calage.

Cette commande en calage ne doit toutefois pas solliciter fortement les actionneurs des pales, car contrairement aux commandes en pitch, Cette technique d'extraction du maximum de puissance consiste à déterminer la vitesse de la turbine ω_t qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Ainsi, on doit régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la BDFG de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence.

La vitesse de référence ω_m permettant d'obtenir par :

$$\omega_m = \frac{G \lambda_{opt} v}{R_t} \quad (\text{III-10})$$

En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc:

$$\omega_m = G \omega_t \quad (\text{III-11})$$

Le « Pitch control » est une technique qui permet de régler mécaniquement l'angle d'orientation des pales afin de décaler la courbe du coefficient de puissance de la turbine.

L'angle d'orientation est obtenu en sortie du régulateur de vitesse et est déterminé par la relation suivante :

$$\beta = (k_p + k_i \int) (\omega_m^* - \omega_m)$$

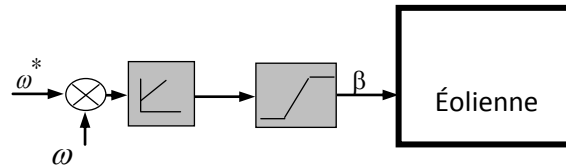


Fig. III.10 Système de régulation de l'angle d'orientation

III.5. Systèmes à vitesse variable

Le système éolien utilisant une BDFG et un convertisseur « back-to-back » qui relie le BC de la BDFG et le réseau, présente de nombreux atouts. L'un des avantages de cette structure est que les convertisseurs de puissance utilisés, sont dimensionnés pour faire transiter une fraction de la puissance totale du système [Ela-04]. Ce qui permet la réduction des pertes dans les composants d'électronique de puissance. Les performances et la production de puissance ne dépendent pas uniquement de la BDFM, mais aussi de la manière avec laquelle les deux parties du convertisseur « back-to-back » sont contrôlées.

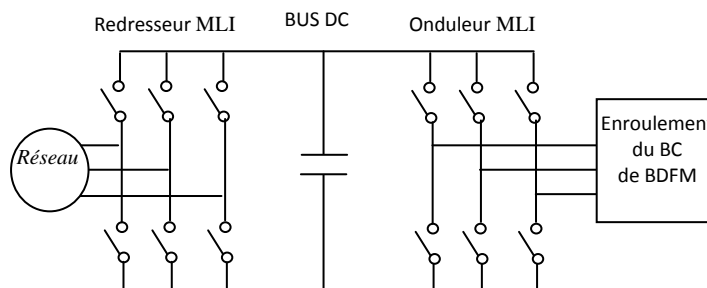


Fig. III.11 Alimentation avec deux convertisseurs MLI

Le convertisseur de puissance côté machine est appelé «Onduleur» et le convertisseur

de puissance côté réseau est appelé «redresseur ». Le convertisseur de puissance côté machine permet de contrôler la puissance active et la puissance réactive produites par la machine. Quant au convertisseur côté réseau, il contrôle la tension du bus DC et le facteur de puissance côté réseau.

III.5.2. Modélisation du redresseur de courant MLI

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du convertisseur côté réseau, avec le réseau électrique via le filtre RL, nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_a - V_{an} \\ V_b - V_{bn} \\ V_c - V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur :

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - idg \quad (\text{III-13})$$

En appliquant la transformation de Park aux trois équations précédentes, nous obtenons:

$$\begin{cases} V_d = R.i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_s L i_{qr} \\ V_q = R.i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_s L i_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par le variable h_d et h_q :

$$\begin{cases} h_d = e_d - \omega_s L i_{qr} - V_d = R.i_d + L \frac{di_d}{dt} \\ h_q = e_q + \omega_s L i_{dr} - V_q = R.i_q + L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Il est possible de commander indépendamment les composants du courant i_d et i_q par action sur h_d et h_q , ainsi, il est simple de dimensionner les régulateurs.

La PLL sert essentiellement pour déterminer les angles nécessaires aux transformations de Park de la phase équivalente d'un système triphasé. La PLL réalise la suivre de phase de la composante directe de la tension du réseau e_d , afin d'éliminer la

composante en quadrature, e_q , ce qui se produit lorsque la phase estimée, θ_g , est égale à la phase du réseau.

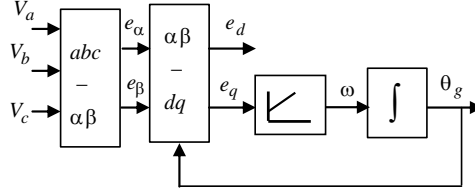


Fig. III.12 Structure classique d'une PLL triphasée.

Le système de commande conventionnel utilise la commande en boucle fermée des courants dans le système de coordonnées tournant, la commande à tension orientée (VOC) est montrée dans la figure III.13.

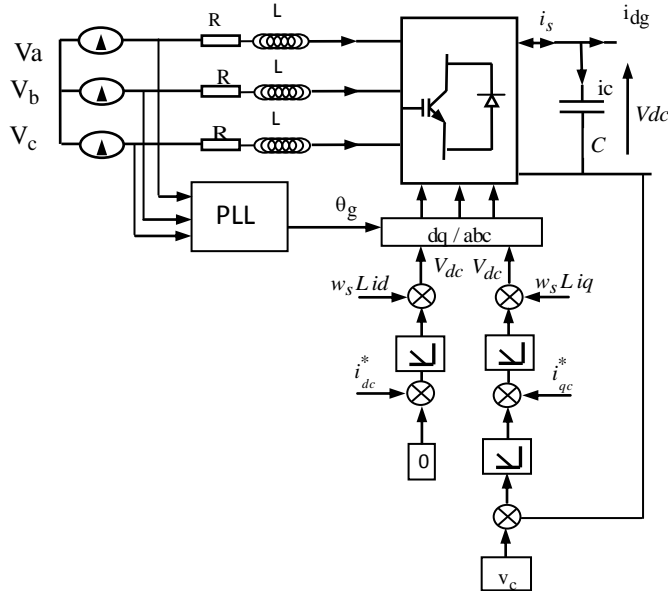


Fig. III.13 structure du redresseur avec régulateur de la tension redressée

III.6. Synchronisation du BDFM sur le réseau

Dans cette sous-section, le couplage de la BDFM au réseau est presque similaire à celui de la machine synchrone. Cependant, elle présente une différence exceptionnelle par rapport à la machine synchrone du fait que le convertisseur statique dans le bobinage de contrôle (BC) doit garantir les conditions de synchronisation pour n'importe quelle vitesse dans l'intervalle $w_r = \frac{w_1 \pm w_2}{p_1 + p_2}$, afin d'avoir une tension au niveau du PB ayant la même fréquence et la même phase que celle du réseau.

Le but de ce partie est d'étudier l'impact de l'éolienne base de BDFG associe à la turbine éolienne sur un réseau, nous devons deux model de la BDFM, le première mode il est la model à vide usagé avant le couplage et la deuxième usagé après le couplage au réseau.

En choisissant un référentiel diphasé d-q de la BDFM lié au champ tournant du BP, Les équations électriques de la machine s'écrivent **[POZ-03]**:

$$\begin{cases} V_{dp} = R_p i_{pd} + \frac{d\psi_{pd}}{dt} - \omega_p \psi_{pq} \\ V_{qp} = R_p i_{pq} + \frac{d\psi_{pq}}{dt} + \omega_p \psi_{pd} \end{cases} \quad (III-15)$$

$$\begin{cases} V_{dc} = R_c i_{dc} + \frac{d\psi_{dc}}{dt} - (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{qc} \\ V_{qc} = R_c i_{qc} + \frac{d\psi_{qc}}{dt} + (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r)\psi_{dc} \end{cases} \quad (III-16)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_p - P_p\omega_r)\psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_p - P_p\omega_r)\psi_{dr} \end{cases} \quad (III-17)$$

Et les équations du flux sont données par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} \psi_{dp} = L_p i_{dp} + M_p i_{dr} \\ \psi_{qp} = L_p i_{qp} + M_p i_{qr} \end{cases} \quad (III-18)$$

$$\begin{cases} \psi_{dc} = L_c i_{dc} + M_c i_{dr} \\ \psi_{qc} = L_c i_{qc} + M_c i_{qr} \end{cases} \quad (III-19)$$

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_c i_{dc} + M_p i_{dp} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_c i_{qc} + M_p i_{qp} \end{cases} \quad (III-20)$$

l'équation de couple électromagnétique est donnée par **[POZ-03]**:

$$T_e = \frac{3}{2} p_p M_p (i_{qp} i_{dr} - i_{dp} i_{qr}) - \frac{3}{2} p_c M_c (i_{qc} i_{dr} - i_{dc} i_{qr}) \quad (III-21)$$

Les puissances actives et réactives du BP s'écrivent :

$$P_p = \frac{3}{2} (V_{dp} i_{dp} + V_{qp} i_{qp}) \quad (III-22)$$

$$Q_p = \frac{3}{2} (V_{qp} i_{dp} - V_{dp} i_{qp}) \quad (III-23)$$

III.6.1. Détermination de la position du flux du BP

On commence par une estimation de $\overline{\Psi_s}$ à partir de l'équation (III-18) dans le repère de référence fixe $\alpha-\beta$ comme suit:

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha p} = \int (V_{\alpha p} - R_p i_{\alpha p}) dt \\ \Psi_{\beta p} = \int (V_{\beta p} - R_p i_{\beta p}) dt \end{cases} \quad (III-24)$$

L'angle du flux du BP est égal à :

$$\theta_p = \arctan \frac{\Psi_{\beta p}}{\Psi_{\alpha p}} \quad (III-25)$$

L'inconvénient majeur de cette solution réside dans les intégrations des f.c.e.m, délicates, à basse fréquence pour lesquelles l'influence terme résistif est importante. Les erreurs sur les paramètres entraînent une erreur dans l'estimation de la position du flux BP et une dégradation des performances de la commande. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre une structure plus robuste pour cette fonction telle qu'un observateur de flux.

III.7. Modèle mathématique de la BDFG à vide

Avant le raccordement au réseau, le générateur (BDFG) fonctionne avec le modèle à vide, c'est-à-dire le courant de PW est zéro.

$$i_{dp} = 0, i_{qp} = 0 \quad (III-26)$$

Sur la base de l'équation (III-26) et (III-15) à (III-20), le modèle mathématique à vide de la BDFG donné comme suit:

$$\begin{cases} V_{dp} = \frac{d\Psi_{pd}}{dt} - \omega_p \Psi_{pq} \\ V_{qp} = \frac{d\Psi_{pq}}{dt} + \omega_p \Psi_{pd} \end{cases} \quad (III-27)$$

$$\begin{cases} V_{dc} = R_c i_{dc} + \frac{d\Psi_{dc}}{dt} - (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r) \Psi_{qc} \\ V_{qc} = R_c i_{qc} + \frac{d\Psi_{qc}}{dt} + (\omega_p - (P_p + P_c)\omega_r) \Psi_{dc} \end{cases} \quad (III-28)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_p - P_p \omega_r) \Psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_p - P_p \omega_r) \Psi_{dr} \end{cases} \quad (III-29)$$

$$\begin{cases} \psi_{dp} = M_p i_{dr} \\ \psi_{qp} = M_p i_{qr} \end{cases} \quad (III-30)$$

$$\begin{cases} \psi_{dc} = L_c i_{dc} + M_c i_{dr} \\ \psi_{qc} = L_c i_{qc} + M_c i_{qr} \end{cases} \quad (III-31)$$

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_c i_{dc} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M_c i_{qc} \end{cases} \quad (III-32)$$

La commande en puissance active et réactive de la BDFG n'est pas nécessaire à la synchronisation, le principe de commande est basé sur la régulation des courants de BC avec la considération l'orientation du flux ($\psi_{qp} = 0$), et on compte tenu des les équations (III-26), (III-18) on peut alors écrire :

$$\begin{cases} \psi_{dp} = M_p i_{dr} \\ i_{qr} = 0 \end{cases} \quad (III-33)$$

Si on prend en compte ($\psi_{qp} = 0$) et on remplacé les équations (III-18) et (III-33) dans la équation (III-19) on obtient les expressions suivantes:

$$\begin{cases} i_{dc}^* = \psi_{dc} / L_c - M_c V_{qp} / \omega_p M_p L_c \\ i_{qc}^* = \psi_{qc} / L_c \end{cases} \quad (III-34)$$

La connaissance du flux du BP est nécessaire à la génération des courants du BC de référence d'axes d-q.

le flux statorique peut être estimé en boucle ouverte à partir de le équation (III-15) dans la référence $\alpha - \beta$

$$\begin{cases} \psi_{ac} = \int (V_{ac} - R_c i_{ac}) dt \\ \psi_{\beta c} = \int (V_{\beta c} - R_c i_{\beta c}) dt \end{cases} \quad (III-35)$$

Le flux de BC doit être transformé dans le repère (d-q) à travers de la matrice de rotation comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dc} \\ \psi_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ac} \\ \psi_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (III-36)$$

Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau. Dans les applications réseau électrique, la PLL (en anglais PLL, Phase Locked Loop) sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du phraseur équivalent d'un système triphasé.

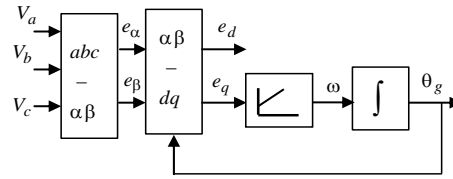


Fig. III.14 Structure classique d'une PLL triphasée

Le raccordement aux réseaux doit prendre en compte les conditions de couplage, qui se résument comme suit :

- L'égalité de valeurs maximales de tension, donc de leurs valeurs efficaces.
- L'égalité de fréquences.
- Un déphasage nul entre elles.
- Même succession des phases.

La structure générale spécifique de contrôle d'une structure BDFG est présentée sur la Figure III-15, la quel le PB de la génératrice est directement couplé au réseau alors que BC y est connecté par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance.

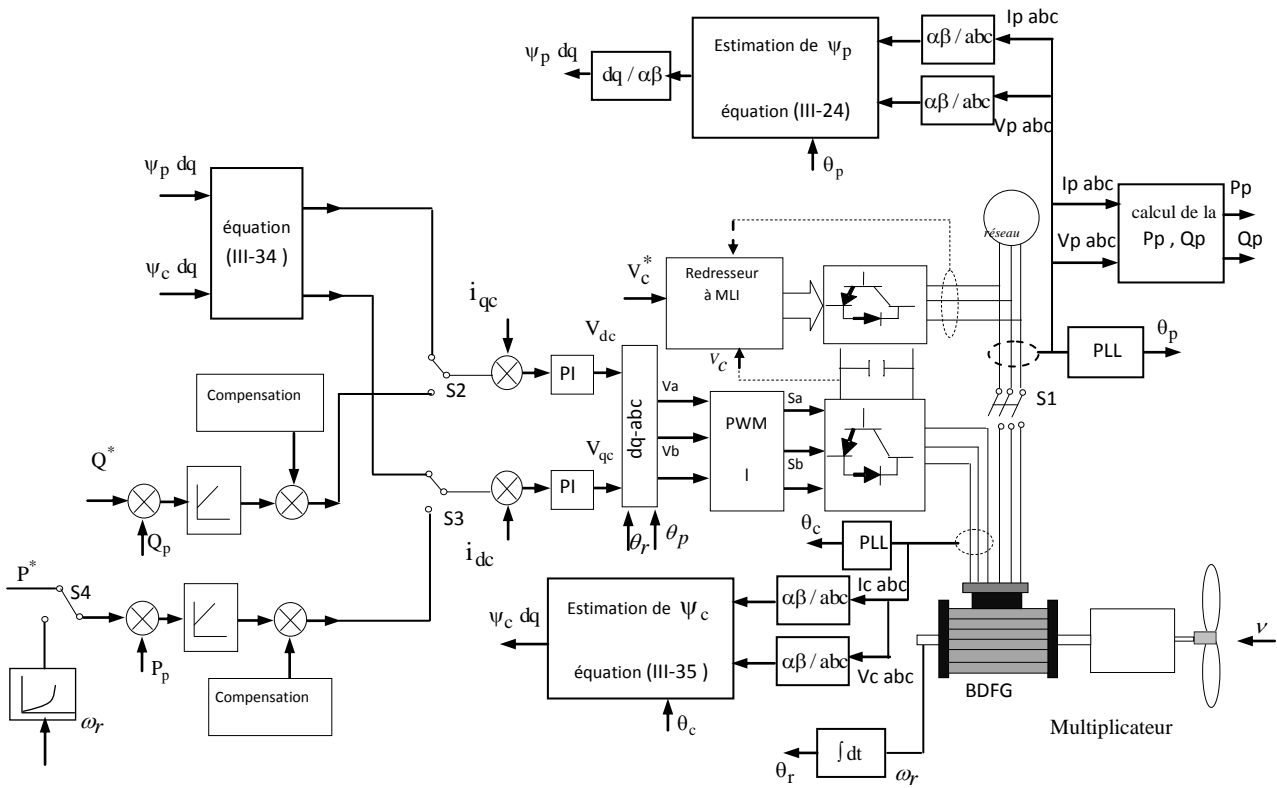


Fig III.15 Schéma opérationnel de la BDFG connecté à un réseau.

Une intégration souple de la génératrice au réseau est obtenue lorsque la phase, la fréquence et l'amplitude de l'enroulement de puissance (BP) et de tension de réseau électrique sont égales, donc les interrupteurs S1, S2, S3 sont fermés comme représentés sur le chemin de figure III-15. Puis le BDFG est commuté sur commande de puissance. Suivant, la référence de puissance est réglée pour extraire le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent par fermant S4.

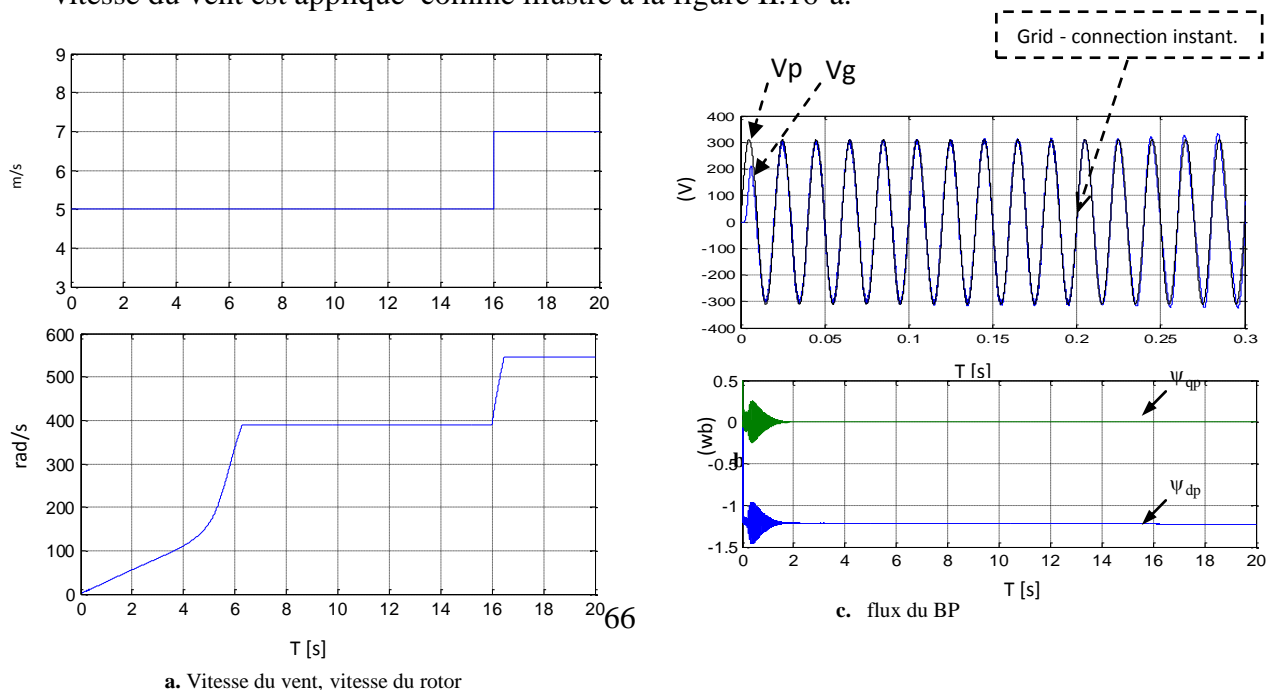
III.8. Résultats de simulation

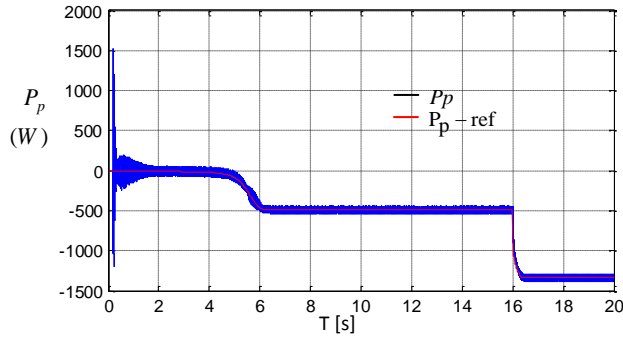
Nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone où vitesse minimale pour permettre le démarrage, le modèle de vent a été simplifié par rapport à l'échelle de temps utilisée : le vent a été le plus souvent considéré comme dans les études de phénomènes rapides.

La fréquence de la tension d'enroulement de puissance de la BDFG n'est pas affectée par la vitesse angulaire, le raccordement au réseau est mis en œuvre à 0,2 s et par la suite commutation à la commande de MPPT à 1 s.

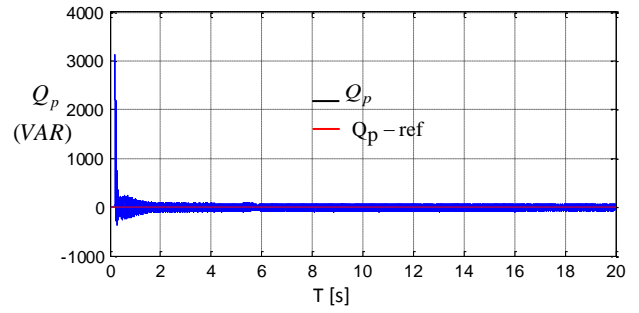
Avant le raccordement de la BDFG au réseau la machine fonctionne avec le modèle à vide, si la tension d'enroulement de puissance est la même que la tension du réseau, le même moment où la BDFG connecté au réseau la machine fonctionne avec le modèle standard.

Pour évaluer la performance dynamique du système, un changement brusque de la vitesse du vent est appliqué comme illustré à la figure II.16-a.

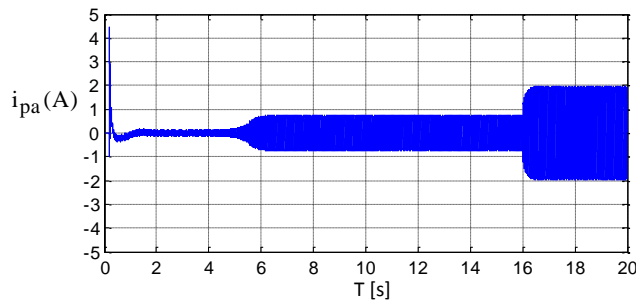




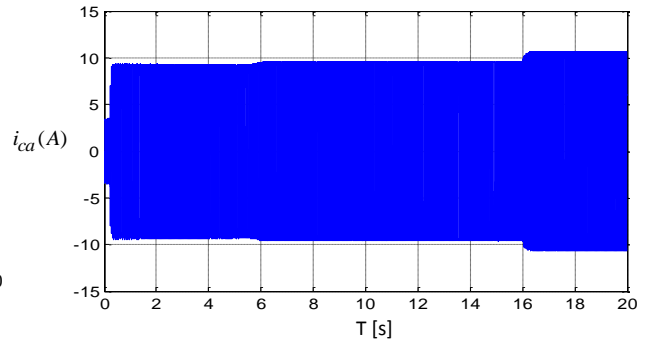
d. Puissance active



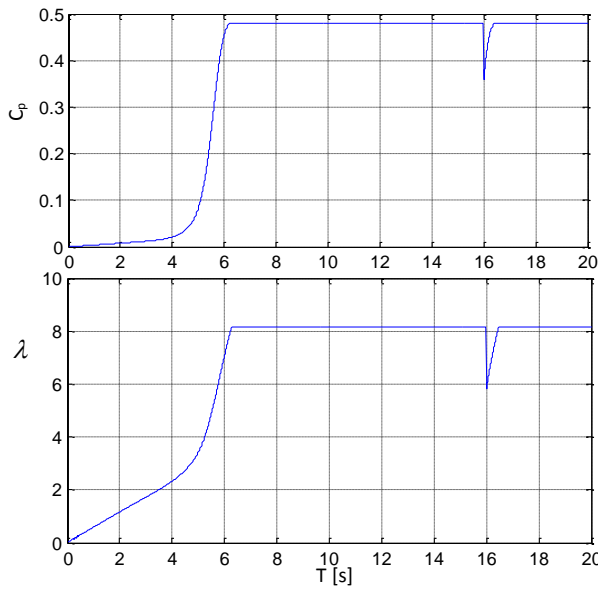
g. Puissance réactive



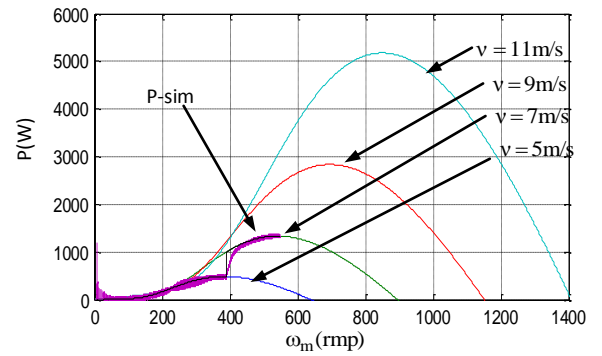
e. Courant du bobinage de puissance



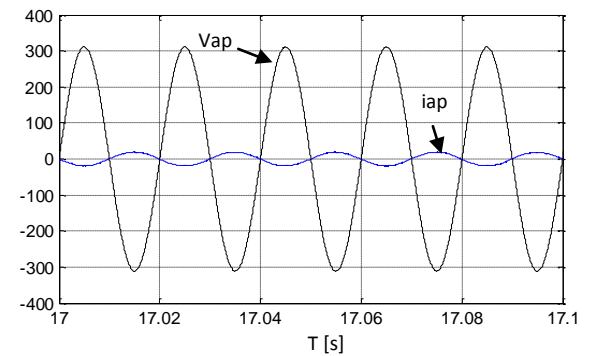
h. Courant du bobinage de commande



f. Coefficient de puissance de la turbine éolienne, Vitesse spécifique de la turbine



i. trajectoire de la puissance maximale



j. Zoom sur le courant statorique du BP et la tension réseau.

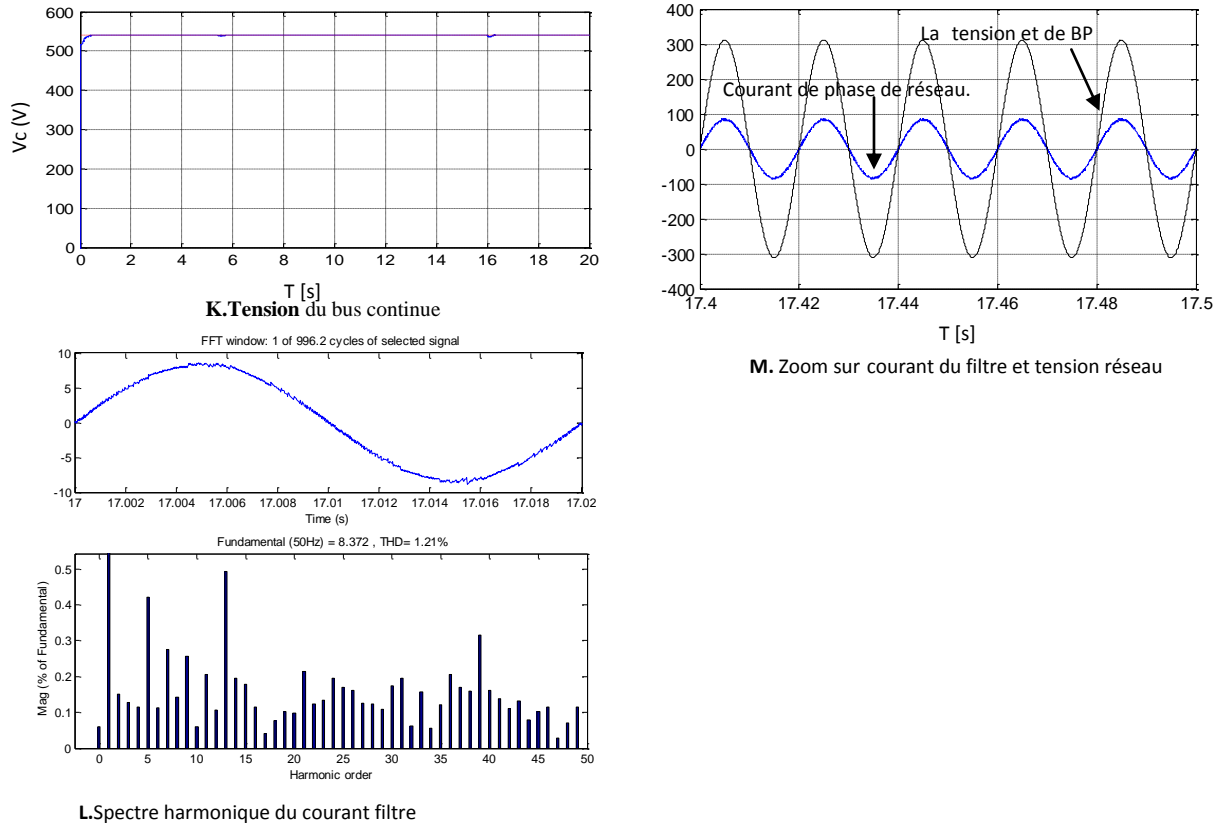


Fig. III .16 Résultats de simulation de synchronisation et couplage du BDFG sur le réseau.

• Interprétation des résultats

Il est à noter qu'à partir de la figure III .16-b que la tension de BP suit rapidement la tension du réseau et l'erreur entre les deux diminue progressivement avec le réglage n'est pas affecté par la vitesse du rotor, qui est mis en œuvre par la réglementation des courants d'excitation au niveau de la BC.

On voit bien que la vitesse de rotation est quasi adaptée à la vitesse du vent ce qui entraîne une augmentation très importante de la puissance, Cependant, la vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme (78.55), Cette technique d'extraction du maximum de puissance consiste à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

D'après les figures III .16 - d, figure III .16-g on peut remarquer la robustesse de la commande vectorielle en terme de découplage et les bons résultats obtenus par la régulation les puissances active et réactive.

-La vitesse spécifique λ et le coefficient de puissance ne changent pas beaucoup de valeurs en régime permanent, ils restent pratiquement égaux à leurs valeurs de références optimales 8.1 et 0.49 successivement, avec la puissance éolienne capturée suit sa référence optimale.

-Sur les figures III.16-c des flux de BP, on distingue l'orientation du flux sur l'axe direct, tel que $\psi_{dp} = 0$, cela justifie que la commande à flux du BP orienté.

-La figure III.16-j montre le courant statorique du BP fourni par la BDFG est en opposition de phase par rapport à la tension du réseau, puisque la BDFG n'injecte que la puissance active dans le réseau ($Q_{p_ref} = 0$).

-Nous constatons que durant le régime de fonctionnement (Fig. III.42.m), le courant du filtre est en phase avec la tension du réseau, cela signifie que le circuit du BC de la BDFG absorbe une puissance active du réseau.

On remarque sur la figure III.16-k que la tension de bus continu stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande.

La tension continue en sortie du redresseur est bien contrôlée et quasi insensible aux variations de la vitesse.

L'analyse spectrale du courant de ligne illustré sur la figure Fig.III.16-l montre bien que les harmoniques des rangs faibles sont rejetés vers les hautes fréquences avec tout en diminuant le taux de distorsion harmonique.

III.8. Conclusion

L'intérêt de ce chapitre est l'étude de l'impact du couplage du système éolien à base de BDFG sur le réseau. Le fonctionnement global du système de l'aérogénérateur et sa commande ont été illustrés par une réponse adéquate de la commande en puissance en régimes transitoire et permanent. Ce système a été validé par simulation. Par ailleurs, jusqu'à présent, les documents publiés concernant la BDFG n'ont pas abordé le problème de synchronisation au réseau, alors qu'il est très important de réduire les impacts négatifs, à la fois sur le réseau et le générateur, lors de la connexion et/ou en présence d'un éventuel défaut.

Chapitre IV : Commande Directe des Puissances Active et Réactive de la BDFG

IV.1. Introduction

La commande du système étudié basée sur la machine sans balais doublement alimenté par des méthodes classiques (action proportionnelle, intégrale et dérivée) implique la connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celui-ci et agir en conséquence afin de contraindre le système à atteindre l'objectif fixé. Seulement, cette connaissance est souvent entachée d'erreurs et d'imprécisions.

De plus, le couplage existant entre les variables, d'augmenter du système, rend le contrôle plus difficile. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant des méthodes non linéaires, Cette dernière est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaire et les systèmes ayant un modèle imprécis [TAR-10].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande robuste des puissances active et réactive de la génératrice sans balais doublement alimentée (BDFG). On a mis aux point, deux approches de commandes l'un basée sur le mode glissant et l'autre sur la théorie de la logique floue. Puis, on représente l'effet des variations paramétriques de la machine sur les performances de la commande.

IV.2. Commande directe des puissances de la BDFG

Dans notre étude nous avons considéré que la BDFG était raccordée à un réseau ,et pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque axes avec des régulateur indépendant tout en compensant les termes de

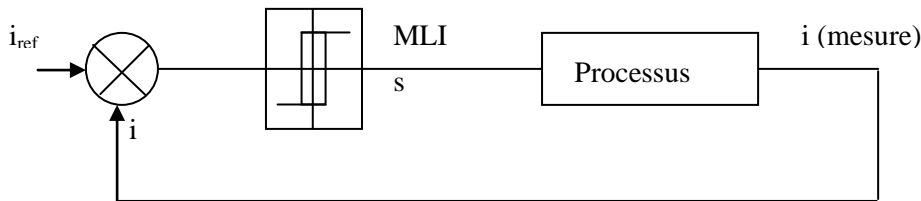
compensation, cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions du BC de la machine.

Pour simplifier le système on utilise la technique de commande en courant par hystérésis dans le repère réel. Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence.

IV.2.1. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis

Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence par commutation de la tension phases–neutre instantanées à la sortie de l'onduleur, où la fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur.

Dans ce cas, la MLI est générée par un régulateur à deux positions. La différence entre le courant de référence (i_{ref}) et la valeur du courant mesurée (i), est appliquée à l'entrée du régulateur figure (IV.1).



$$si[i_{ref} - i] < \Delta i = \frac{h}{2}, \text{ alors } s = 1$$

$$si[i_{ref} - i] > \Delta i = \frac{h}{2}, \text{ alors } s = 0$$

Fig IV.1 Régulateur hystérésis à deux positions

Cependant, l'emploi d'un régulateur à hystérésis engendre d'une part, des fréquences de commutation élevées par rapport aux techniques de modulations sinusoïdales, ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes par commutation au niveau du convertisseur, et d'autre part les dépassements des limites de la bande à hystérésis par les courants de phase de la machine [HAM-07].

IV.3. Commande par mode de glissement

La commande vectorielle appliquée à l'interconnexion de l'éolienne au réseau ressort comme la moins présente dans la littérature avec un nombre réduit de publications, toutefois la BDFG est soumise à beaucoup de contraintes, telles que les effets des incertitudes paramétriques (due à l'échauffement, saturation.....), et la perturbation de la variation de vitesse, qui pourraient détourner le système à partir de son fonctionnement optimal. C'est pourquoi le contrôle devrait se préoccuper de la robustesse et de la performance. Pour ce faire, nous nous sommes référés à l'utilisation de la commande par mode glissant.

IV.3.1. Application de la commande par mode de glissement sur la BDFG

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, représenté par la fonction « sgn » représentée par la fonction suivante :

$$U_n = K \cdot \text{sgn}(S(X)) = \begin{cases} 1 & \text{if } S(X) < 0 \\ -1 & \text{if } S(X) > 0 \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

Pour des raisons évidentes de simplifications, un référentiel d-q lié au BP qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations de la machine. Ce modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent d'où la facilité de régulation, sous cette hypothèse que le vecteur flux du BP alignant sur l'axe d nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} V_{dp} = 0 \\ V_{qp} = V_p = \omega_p \psi_p \end{cases} \quad (\text{IV-2})$$

$$\begin{cases} \psi_p = L_p i_{dp} + M_p i_{dr} \\ 0 = L_p i_{qp} + M_p i_{qr} \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

L'expression des puissances, active et réactive du BP devient:

$$\begin{cases} P_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{qp} \\ Q_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{dp} \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Les surfaces de glissement sont définies comme suit:

$$\begin{cases} S1 = P^* - P_p \\ S2 = Q^* - Q_p \end{cases} \quad (IV-5)$$

Avec P^* et Q^* sont les puissances actives et réactives désirée, en supposons que le BDFM fonctionne en régime permanent, alors le modèle dynamique peut être transféré au modèle suivant [SHA-08]:

$$\begin{cases} V_{dp} = R_p i_{dp} - \omega_p L_p i_{qp} - \omega_p M_p i_{qr} \\ V_{qp} = R_p i_{qp} + \omega_p L_p i_{dp} + \omega_p M_p i_{dr} \end{cases} \quad (IV-6)$$

$$\begin{cases} \frac{s_2}{s_1} V_{dc} = \frac{s_2}{s_1} R_c i_{dc} - \omega_p L_c i_{qc} - \omega_p M_c i_{qr} \\ \frac{s_2}{s_1} V_{qc} = \frac{s_2}{s_1} R_c i_{qc} + \omega_p L_c i_{dc} + \omega_p M_c i_{dr} \end{cases} \quad (IV-7)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{1}{s_1} R_r i_{dr} - \omega_p L_r i_{qr} - \omega_p M_c i_{qc} - \omega_p M_p i_{qp} \\ 0 = \frac{1}{s_1} R_r i_{qr} + \omega_p L_r i_{dr} + \omega_p M_c i_{dc} + \omega_p M_p i_{dp} \end{cases} \quad (IV-8)$$

s_1, s_2 sont les glissements, qui sont définies comme suit:

$$s_1 = \frac{\omega_p - p_p \omega_p}{\omega_p}, s_2 = \frac{\omega_c - p_p \omega_p}{\omega_c} \quad (IV-9)$$

En remplaçant les équations (IV-8) dans (IV-6) et en négligeant la résistance de bobinage de puissance on obtient alors les équations des courants au bobinage de commande comme suit :

$$i_{dc} = \left(\frac{L_r L_p - M_p}{M_p M_c} \right) i_{dp} - \frac{\psi_p L_r}{M_p \omega_p M_c} + \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} i_{qp} \quad (IV-10)$$

$$i_{qc} = \left(\frac{L_r L_p - M_p}{M_p M_c} \right) i_{qp} + \frac{R_r \psi_p}{M_p M_c \omega_p s_1} - \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} i_{dp} \quad (IV-11)$$

À partir des équations (IV-10) et (IV-11), on remarque que les éléments du premier terme permettent de déduire la fonction de transfert entre les courants tandis que le reste peut être traité en élément de compensation et permet de générer la valeur du signal en régime permanent.

Si on remplace les équations (IV-10), (IV-10) dans (IV-4) et en prenant en considération le mode de glissement dans le régime permanent ($s=0, \dot{s}=0$), les grandeurs de commande équivalente U^{eq} elle est exprimée comme suit :

$$U_{dc}^{eq} = \frac{2}{3} \left(\frac{L_r L_p - M_p}{M_p M_c} \right) \frac{Q_p}{V_{qp}} - \frac{\psi_p L_r}{M_p \omega_p M_c} + \frac{2}{3} \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} \frac{P_p}{V_{qp}} \quad (IV-12)$$

$$U_{qc}^{eq} = \frac{2}{3} \left(\frac{L_r L_p - M_p}{M_p M_c} \right) \frac{P_p}{V_{qp}} + \frac{R_r \psi_p}{M_p M_c \omega_p s_1} - \frac{2}{3} \frac{R_r L_p}{M_p M_c \omega_p s_1} \frac{Q_p}{V_{qp}} \quad (IV-13)$$

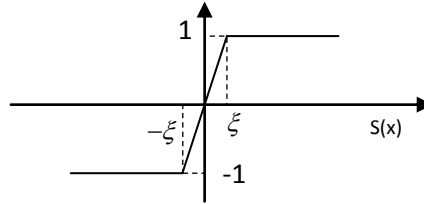
L'algorithme de commande est défini par la relation:

$$U = U^{eq} + U^n \quad (IV-14)$$

U^n : La commande discontinue:

$$U^n = -K \text{sign}(S) \quad (IV-15)$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K doit être positif, cependant l'utilisations de la commande de type relais (signe) peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisées par le phénomène de chattering, la méthode qui proposée pour limiter ce phénomène est la fonction saturation (sat) représentée sur la figure Fig. IV.8.



FigIV.8 la fonction saturation

Pour assurer une erreur statique nulle on introduit une action intégrale de la contre réaction d'état.

$$\eta = K_\eta \int_0^t S \, dt \quad (IV-16)$$

Le nouveau système de commande sera régit par la nouvelle équation suivante :

$$U = U^{eq} + U^n + \eta \quad (IV-17)$$

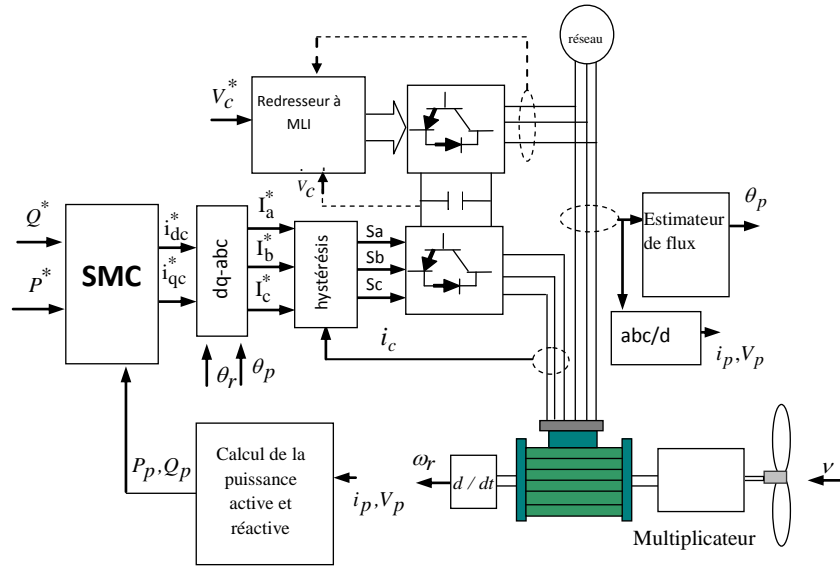
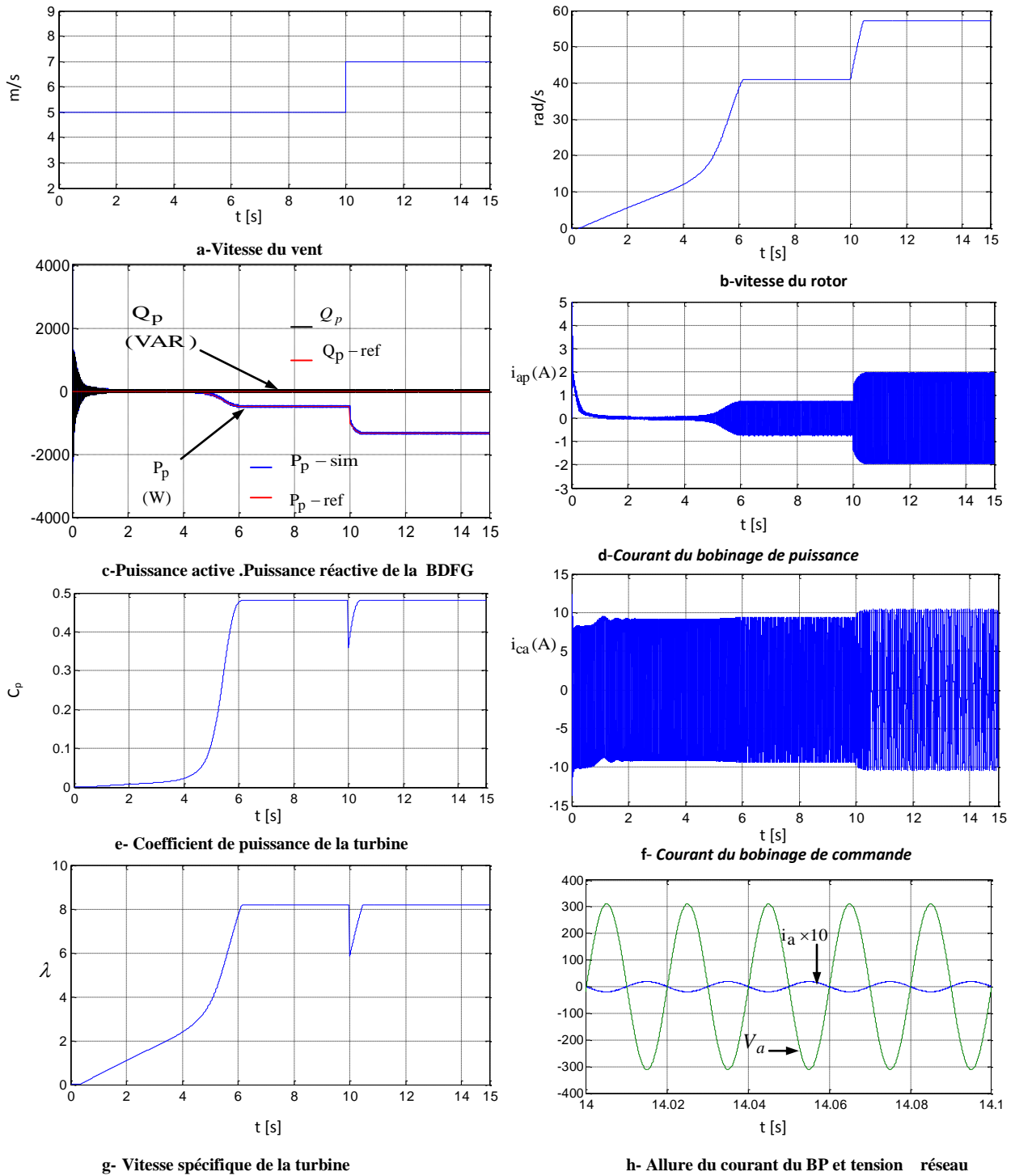


Fig IV.9 Schéma bloc proposé de réglage par mode glissant de la BDFG

IV.4. Résultats de simulation

Afin de montrer les performances de la commande par mode glissant proposée et appliqué sur la BDFG, nous avons fait une série de tests (suivi de consignes, variation de la vitesse et variations paramétriques).

Pour toutes ces simulations, la fréquence de commutation des interrupteurs pour les deux convertisseurs est fixée à 4 kHz, la tension de référence du bus continu, notée V_{dc} , est fixée à 540 V et la puissance réactive de référence, notée Q_p , est fixée à 0 Var, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire avec le réseau électrique.



FigIV.10 Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la BDFG

- **Interprétation des résultats**

Les figures (IV.10-a) montrent qu'une petite variation de vent peut induire une grande variation de la puissance extraite (puissance mécanique), à cause de la proportionnalité de cette dernière à la valeur moyenne de la vitesse cubique du vent.

-On constate que la valeur moyenne de λ correspond à sa valeur optimale (8.1) ce qui indique que le coefficient de puissance est maintenu à la valeur maximale du modèle d'aérogénérateur utilisé (0.49).

-On distingue la forme sinusoïdale de la tension et du courant de phase statorique du BP et le déphasage de 180° entre eux, ce qui traduit la production de l'énergie électrique sous un facteur de puissance unitaire.

-La puissance réactive est nulle puisque la machine fonctionne à coefficient de puissance unitaire.

-La stratégie MPPT permet de fournir la totalité de la puissance active produite au réseau électrique avec un facteur de puissance unitaire. Cependant, la commande découplée des puissances active et réactive permet de réguler la puissance active et réactive fournies au réseau.

-Les performances obtenues avec la commande par mode glissant sont très satisfaisantes comme le montre la poursuite de trajectoire et la convergence rapide des grandeurs mesurées vers leur référence désirée.

IV.5. Commande par logique floue de BDFM

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique.

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système dans cas n'exigent pas un modèle mathématique pour concevoir les contrôleurs.

Le régulateur PI, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences dont l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations [REZ-09].

La BDFM est un procédé fortement non linéaire, Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances au système non- linéaire régler par rapport à celles d'un régulateur conventionnel, nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance et relativement plus facile de l'implantation que les autres méthodes modernes .

IV.5.2. Structure du régulateur flou pour la commande de la BDFM

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués . En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande.

Nous avons introduit seulement deux régulateurs flous ont été utilisés pour la régulation de la puissance, à savoir l'erreur de puissance et sa variation, La sortie du régulateur est $\Delta i_c(k)$ la variation de courant de BC .

La dérivé de l'erreur est approchée par :

$$\Delta P = \frac{P(k) - P(k-1)}{T_e}, \quad \Delta Q = \frac{Q(k) - Q(k-1)}{T_e}, \quad \text{Où la période d'échantillonnage est}$$

notée par T_e .

Les courants de référence données par:

$$i_{qc}^*[k] = i_{qc}^*[k-1] + \Delta i_{qc}, \quad i_{dc}^*[k] = i_{dc}^*[k-1] + \Delta i_{dc}$$

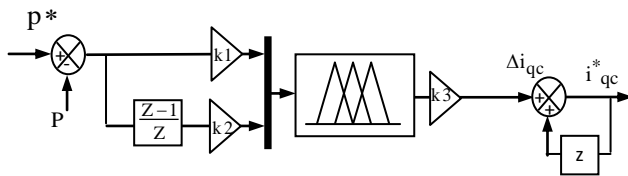


Fig IV-11 Schéma d'un régulateur flou de la puissance active

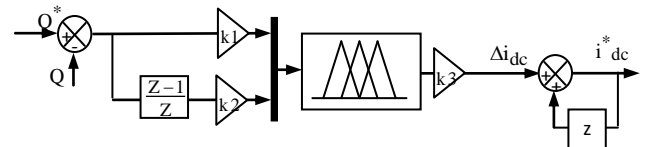


Fig IV-12 Schéma d'un régulateur flou de la puissance réactive

Afin de trouver des grandeurs normalisées il faut ajouter dans les entrées et à la sortie du contrôleur des gains dits 'facteurs d'échelle' k_1 k_2 k_3 .

L'inconvénient majeur des régulateurs flous est l'adaptation des gains assurant la stabilité du système. En outre, la commande est calculée seulement à partir des deux valeurs : l'erreur et la variation de l'erreur.

IV.5.2.1. Fuzzification

Dans la fuzzification, on transforme les grandeurs physiques en variables linguistiques (variables floues), c'est-à-dire qu'on attribue des degrés d'appartenance à chaque grandeur physique d'entrée [BAG99].

Le nombre de fonction d'appartenance n'est pas précis, son choix dépend de l'application et de la précision désirée, en générale, on utilise trois, cinq ou encore sept pour augmenter la précision, mais, aussi augmenter le temps du calcul. Au delà de sept ensembles aucune amélioration n'est apportée.

Dans ce type, on a défini l'inférence à une seule règle. dans la commande et la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance, alors plusieurs règles activées en même temps ; donc, on s'intéresse aux inférences à plusieurs règles [BAG99], c'est-à-dire :

Si x est A_1 et y est B_1 alors z est C_1

En définissant neuf règles dans un système de réglages, le système a deux entrées x et y et une sortie z , on associe trois ensembles flous pour les variables d'entrée (N , Z et P), (fig. IV-13 .a .b), et cinq ensembles flous pour la variable de sortie (GN , N , Z , P , GP), (fig. IV-14), (fonctions d'appartenance triangulaires) :

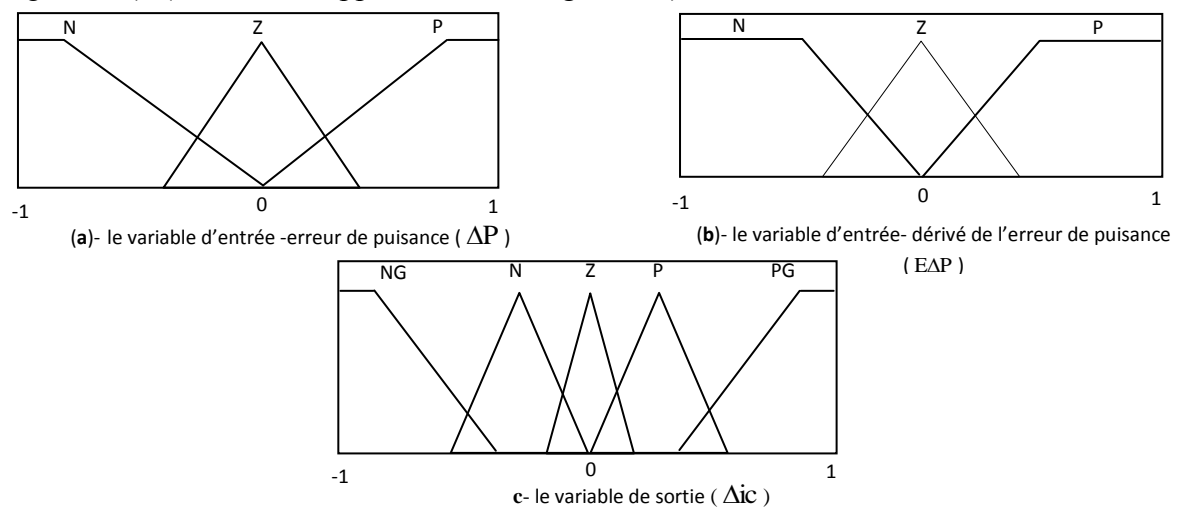


Fig IV-13 Fonction d'appartenance

IV.5. 2.2. Règles d'inférence floue

La matrice d'inférence : qui est une autre simplification de la forme linguistique en utilisant une représentation graphique. La forme symbolique écrite précédemment se traduit par:

Δe \ e	N	Z	p
N	NG	N	P
Z	N	Z	PG
P	N	P	PG

Tableau VI.1. Matrice d'inférence des règles floues

On distingue trois méthodes principales et usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit [BAG99], et la méthode que nous avons utilisé dans ce travail est la méthode Max-Min (implication de Mamdani).

IV.5.2.3. Défuzzification

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent.

Nous sommes intéressés à la méthode du centre de gravité à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité X_{Gr} peut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante :

$$X_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{res}(x) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x) dx_r} \quad (IV-18)$$

Pour améliorer les performances des régulateurs flous sont élaborés et introduit pour la régulation de la puissance ,et également la régulation des courants en substituant le régulateur du courant à hystérésis par un régulateur d'hystérésis flou.

La figure (IV-15) présente la structure globale du réglage de la puissance active et réactive avec deux régulateur flous de la BDFG , la remarque intéressante à faire sur le

system globale est que le contrôleur ne donné pas l'influence des couplages, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q et la puissance active pour l'axe d.

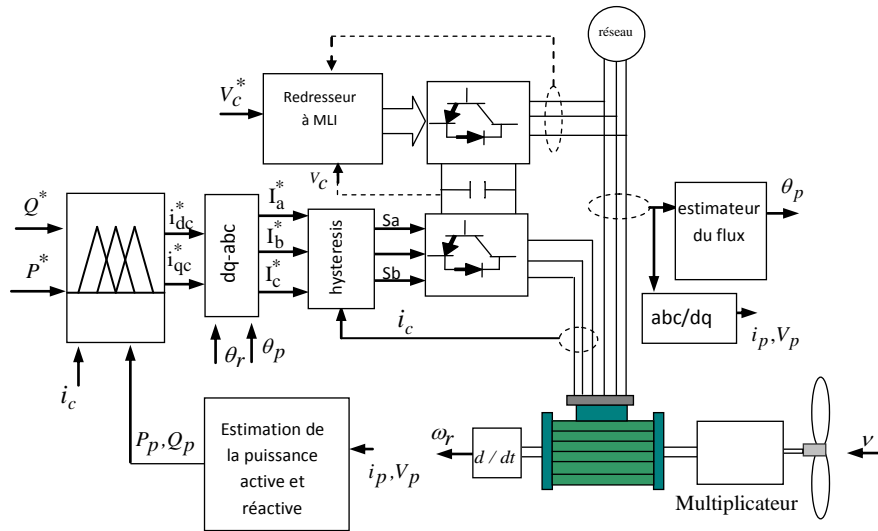


Fig IV-15 Schéma bloc d'un contrôleur flou de la BDFG

IV.6. Résultats de simulation

La commande par logique floue a été testée sur l'outil MATLAB, on a établi un programme numérique permettant la simulation de l'évolution des caractéristiques du système éolien étudié dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A. Les résultats de simulation sont obtenus pour des vitesses de vent varie brusquement de 5 m / s à 7 m / s à $t = 10s$ (Fig. IV.16)

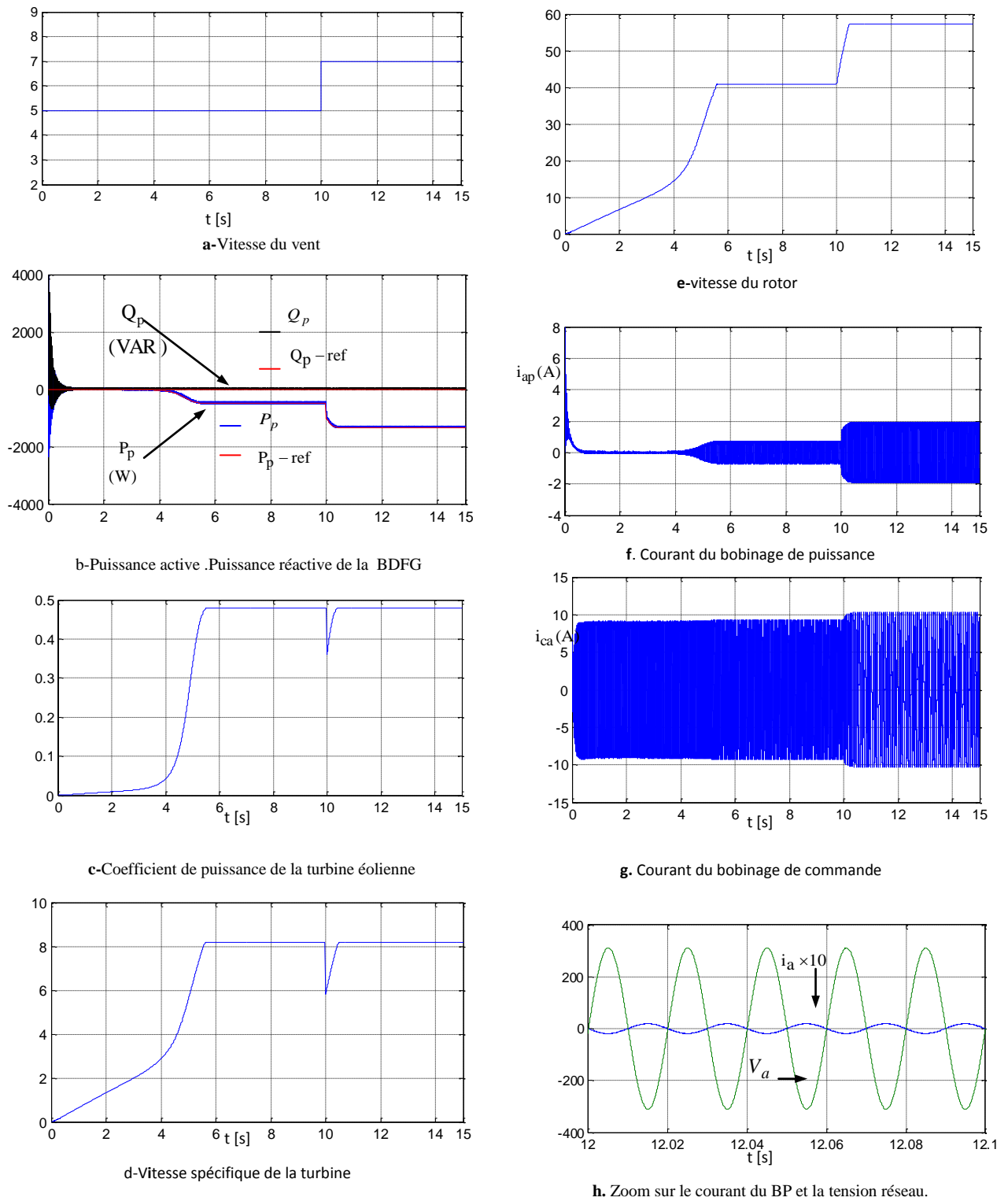


Fig IV-16 Résultats de simulation de la commande floue de BDFG

- **Interprétation des résultats**

Lorsque la vitesse du vent varie brusquement de 5 m / s à 7 m / s à $t = 10s$, On voit bien que la vitesse de rotation est quasi adaptée à la vitesse du vent

La figure (IV-16.b) représente les puissances de référence active et réactive imposée à la BDFG. La consigne de puissance réactive est maintenue à zéro afin d'assurer un facteur de puissance unitaire coté statorique.

-Le système de régulation par logique floue se comporte comme un amortisseur de perturbations surtout lors d'une variation de la vitesse de vent .

-on peut remarquer clairement sur les deux figures de la vitesse spécifique λ et du coefficient de puissance C_p , Les deux coefficients de puissance est maintenue autour de son optimum $C_{pmax} = 0,49$ et à une $\lambda_{opt} = 8,1$.

Nous constatons de la figure II.b, que la tension et le courant sont en opposition de phase; ce qui correspond bien à un facteur de puissance unitaire.

Le problème majeur dans la conception d'un FLC est le choix des fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sortie qui se fait généralement grâce à l'expertise du processus. Cependant, un système flou est difficile à appréhender. Sa commande et son réglage peuvent être relativement long. Il s'agit parfois beaucoup plus de tâtonnement que d'une réelle réflexion. Il manque donc à la logique floue un moyen d'apprentissage performant pour régler un système flou.

-D'après ces simulations, on peut remarquer la robustesse de la commande floue en terme de découplage et les bons résultats obtenus par la régulation avec le correcteur floue qui a convenablement assuré la MPPT du système éolien.

Ces qualités de robustesse, de simplicité et de souplesse les placent parmi les commandes les plus convoitées par l'industrie, en vue d'une implémentation rapide et peu coûteuse.

IV.7. Comparaison entre les commandes et étude de la robustesse

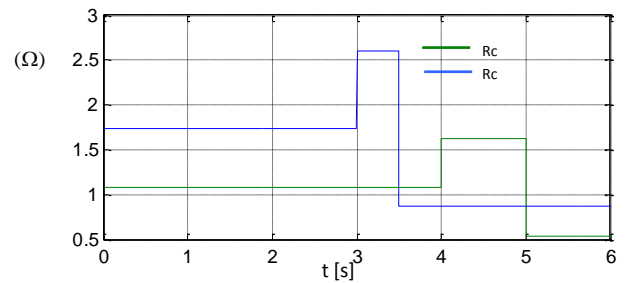
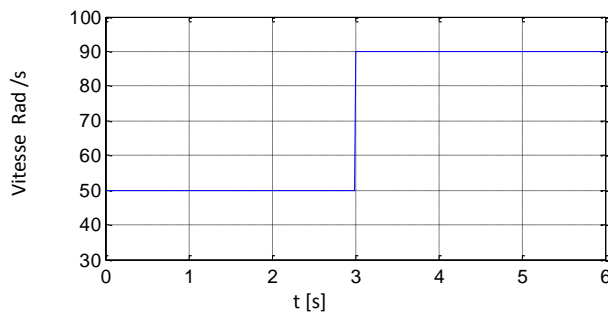
La fin de ce chapitre est consacrée à une étude comparative entre la commande vectorielle et le régulateur par SMC et FLC de la BDFM applications pour le régulateur des puissances active et réactive.

Afin de tester la robustesse de la commande proposée, on a étudié l'influence des variations des paramètres sur les performances de réglage de puissance active et réactive.

Les variations introduites dans les essais ressemblent en pratique aux conditions de travail comme échauffement du circuit magnétique.

Trois cas sont considérés :

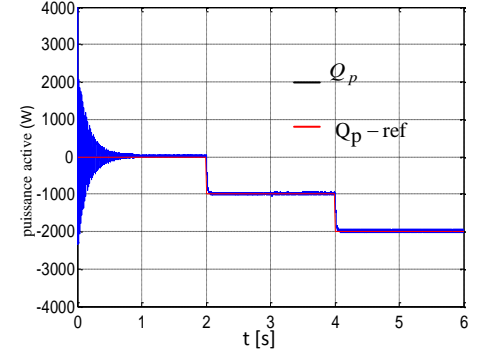
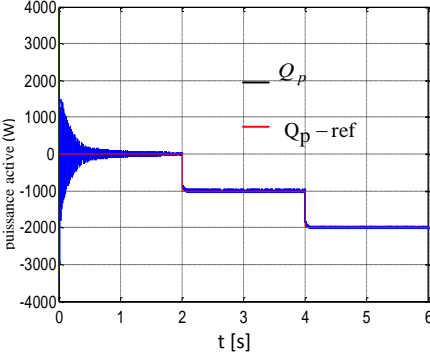
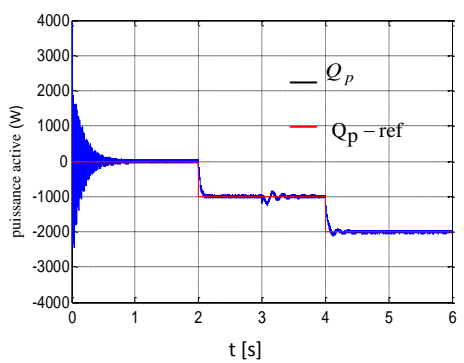
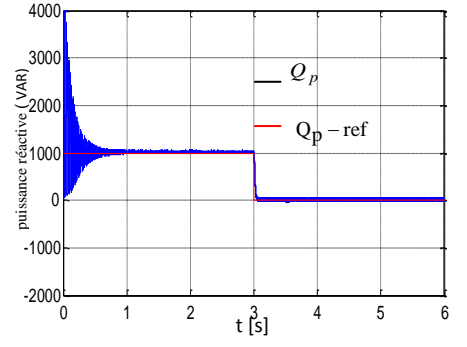
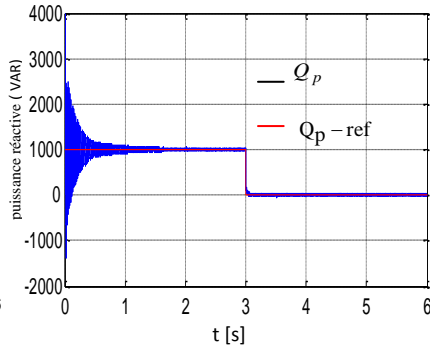
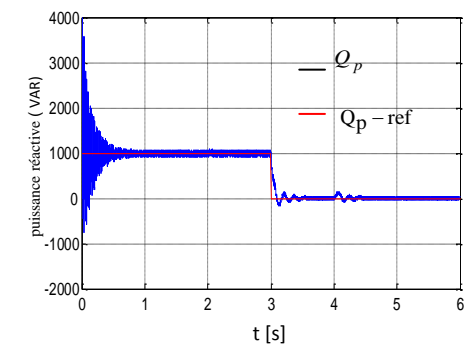
1. la vitesse de rotation de la machine varie brusquement.
2. variation de + 50% sur les résistances du BP.
3. variation de + 50% sur les résistances du BC.



Régulateur PI

Régulateur SMC

Régulateur FLC



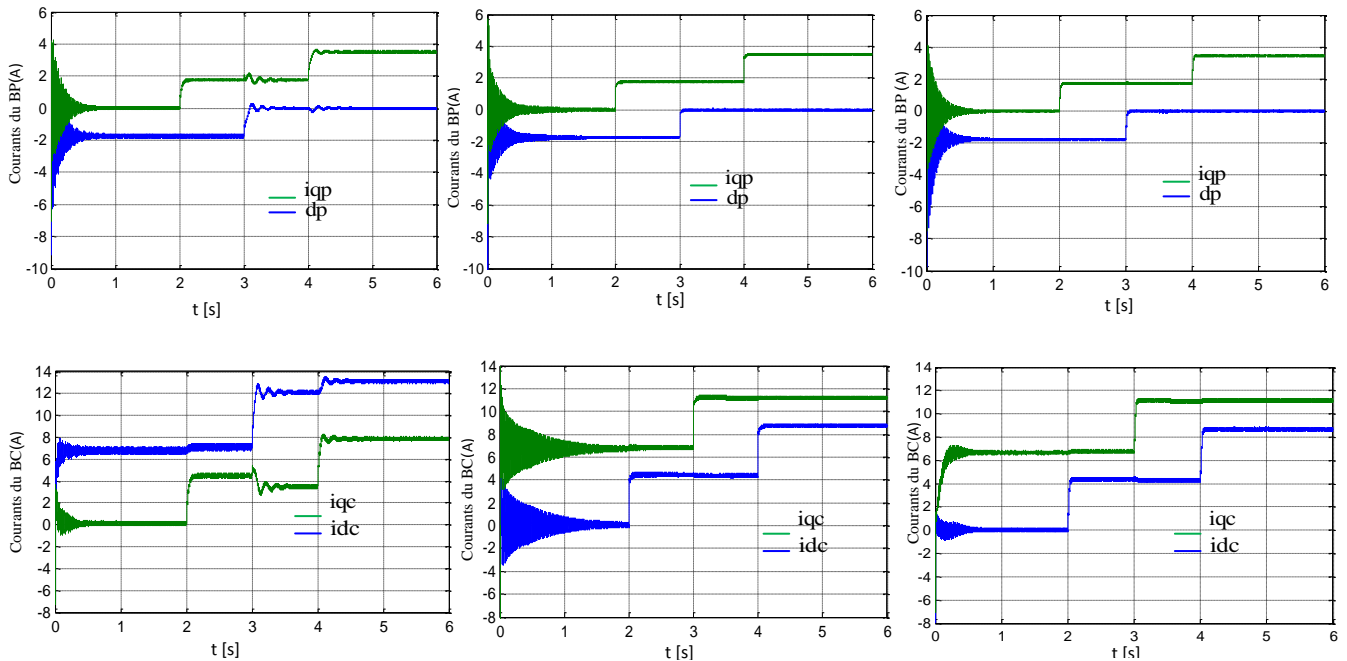


Fig IV-17 Teste de robuste par augmentation les résistances satirique de 50%

• Interprétation des résultats

Les résultats de la simulation nous ont permis de juger les qualités de la commande à base du régulateur flou et la commande structure variable. A travers les caractéristiques de la réponse, on observe des bonnes performances même en présence des perturbations internes et externes. L'avantage de ce type de régulateur réside dans le fait qu'il ne tient pas compte du modèle de la machine. Les différents résultats obtenus de simulation montrent la robustesse du régulateur utilisé vis-à-vis des perturbations des paramètres du système.

D'autre part la poursuite en puissance est sans dépassement et sans erreur statique. Le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de la variation.

L'évolution du courant du BP de la BDFG de les trois type de commande illustre bien le fait que sa composante en quadrature contrôle la puissance active alors que celle

directe contrôle la puissance réactive et on voit bien que les puissances active et réactive du système suivent parfaitement les échelons de référence ,

Les résultats de comparaison montrent qu'il n'y a pas de grandes différences entre les performances de régulation par logique floue et la régulation par mode glissant et nous trouvons une petite ondulation en régime transitoire ou niveau de la command vectorielle avec les régulateurs PI à cause des variation presque de puissance active et réactive et les paramétrer des régulateurs qui ont été forcés pour attenter une régime relativement rapide .

d'après le résultat précédent on remarque que les régulations par logique floue et par la mode glissant ne sont pas influencés par les variations de ces paramètres, ce qui donne à notre contrôleur une robustesse via la régulation des systèmes avec de paramètres mal connus, les commandes FLC et SMC utilisés pour stabiliser le système à cause de sa rapidité et de sa simplicité, à la note que les résultat de régulation montrent que les deux type de commande présente des performances de la poursuite idéale . Parce qu'ils ne sont pas des fluctuations importantes sur le courant du BC, donc les commandes non linéaires direct qui sont développés très acceptables, ils ont amélioré la dynamique des courants par rapport à celle du réglage par PI.

IV.8. Conclusion

On a abordé, dans ce chapitre, la commande du système éolien en utilisant le générateur doublement alimenté sans balais (BDFG). On a détaillé deux stratégies de contrôle direct de la puissance. L'une de ces techniques est basée essentiellement sur la théorie de logique floue, tandis que l'autre sur la régulation par mode glissant. Les résultats de simulation illustrent parfaitement le fait que les algorithmes de contrôle proposés donnent une meilleure réponse dynamique du système et une bonne robustesse aux variations paramétriques.

Chapitre V:

Commande de la BDFM sans Capteur Mécanique par Filtre de Kalman Étendu

V.1. Introduction

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de la position du flux ou celle du rotor au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position.

L'installation d'un capteur est coûteuse et nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité en plus de l'espace supplémentaire qu'ils occupent. D'où la nécessité d'introduire un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées.

Les publications, traitant de l'estimation de la vitesse ou de la position d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (DFIM) sont abondantes mais ils s'intéressent surtout au fonctionnement en génératrice. Nous présentons, dans ce qui suit, quelques références, jugées intéressantes dans le domaine.

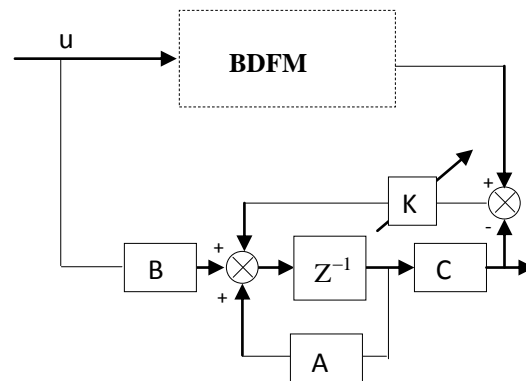
La méthode du MRAS (Model Reference Adaptive system), introduit par [Car-05], est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé « modèle de référence » l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. Cependant cette méthode sensibilise l'estimateur aux variations paramétriques et à basse vitesse.

Une autre méthode basée sur les observateurs de Luenberger qui construit à partir d'un modèle déterministe du processus considéré. La théorie de cet observateur pour les modèles linéaires a été présentée par D.G. Luenberger au début des années 70 peut être appliquée sur DFIG [Din-09] il est utilisé pour détecter les défauts. Une autre méthode basée sur les observateurs de filtre de Kalman, et peut être appliquée sur la MADA par les auteurs dans [Mal-11].

La commande vectorielle de la machine asynchrone sans balais doublement alimentée sans capteur mécanique est l'objet de l'étude de ce chapitre. Cette technique de commande, introduit l'observateur de filtre de Kalman étendu, corrige en boucle fermée les variables estimées pour les deux modes de fonctionnement (moteur, générateur).

V.2. Principe d'un observateur

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.



FigV.1 Schéma de Principe d'un observateur

A partir de ce schéma de principe des observateurs (Fig. V.1), nous pouvons mettre en oeuvre toutes sortes d'observateurs, leur différence situant uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K ., nous allons à présent la procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir nos observateurs [Mor-05].

V.2.1. Principe de filtre Kalman étendu

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc....

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés ; de plus, les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état.

Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter ou EKF) qui repose sur la linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement à chaque instant de calcul.

V.3. Modélisation discret du BDFM et l'algorithme de filtre Kalman étendu

Le modèle de machine asynchrone sans balais doublement alimentée, exprimé dans le référentiel (d-q) sous forme d'équations d'état qui nous permettra de synthétiser nos observateur avec les hypothèses simplificatrices, s'écrit:

$$\begin{cases} X = AX + Bu \\ Y = CX \end{cases} \quad (V-1)$$

Avec:

$$u = [V_{pd} \quad V_{pq} \quad V_{cd} \quad V_{cq} \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

$$X = [i_{pd} \quad i_{pq} \quad i_{cd} \quad i_{cq} \quad i_{rd} \quad i_{rq} \quad \omega_r]$$

La vitesse est alors considérée comme un paramètre qui change lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} [\text{inv}(AL)] & 0 \\ \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} [-\text{inv}(AL)AR] & 0 \\ \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

Et les matrices AR, AL donnée par l'expression suivante:

$$AR = \begin{bmatrix} R_p & -\omega_p L_p & 0 & 0 & 0 & -\omega_p M_p \\ \omega_p L_p & R_p & 0 & 0 & \omega_p M_p & 0 \\ 0 & 0 & R_c & -\omega_2 L_c & 0 & -\omega_2 M_c \\ 0 & 0 & \omega_2 L_c & R_c & \omega_2 M_c & 0 \\ 0 & -\omega_3 M_p & 0 & -\omega_3 M_c & R_r & -\omega_3 L_r \\ \omega_3 M_p & 0 & \omega_3 M_c & 0 & \omega_3 L_r & R_r \end{bmatrix}, \quad AL = \begin{bmatrix} L_p & 0 & 0 & 0 & M_p & 0 \\ 0 & L_p & 0 & 0 & 0 & M_p \\ 0 & 0 & L_c & 0 & M_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_c & 0 & M_c \\ M_p & 0 & M_c & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_p & 0 & M_c & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Avec:

$$\omega_2 = \omega_p - (P_p + P_c)\omega_r$$

$$\omega_3 = \omega_p - P_p\omega_r$$

La formulation discrète du modèle d'état est obtenue par discréditation de la solution continue entre deux instants d'échantillonnage, en posant $t_{(k+1)} - t_{(k)} = k.T_s$ ($k \in \mathbb{N}$).

Le système d'état discret du BDFM peut se mettre avec sous forme:

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_d X_k + B_d u + w(k) \\ Y_{k+1} = C_d X_k + v(k) \end{cases} \quad (V-2)$$

On peut exprimer la discrétisation non linéaire de Taylor

$$A_d = I + AT, \quad B_d = BT \quad \text{et} \quad C_d = C$$

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure

On ramène le système non linéaire précédent à un système linéaire et on en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu.

La procédure d'estimation se décompose par les étapes suivantes :

1. Estimation sous forme de prédiction du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$ en utilisant les matrices A_d et B_d .

$$\hat{X}_{k+1/k} = A_d \hat{X}_{k/k} + B_d u \quad (V-3)$$

\hat{X}_k : est le vecteur d'état estimé

2. calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction:

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (V-4)$$

Avec $F(k)$ la matrice Jacobiens qui calculé comme suite :

$$F(k) = \left. \frac{\partial(X(k), u(k))}{\partial X^T(k)} \right|_{X(k)=\hat{X}(k/k)} \quad (V-5)$$

Avec Q : La matrice de pondération (covariance)

3. Le calcul du gain de Kalman est:

$$K(k+1) = P(k+1/k)H(k)^T (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \quad (V-6)$$

Avec:

$$H(k) = \left. \frac{\partial(X(k))}{\partial X(k)} \right|_{X(k)=\hat{X}(k)}$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V-7)$$

4. Le calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre est donnée par :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k).P(k+1/k) \quad (V-8)$$

5. Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K(k)(Y(k+1) - H\hat{X}(k+1/k)) \quad (V-9)$$

Avec:

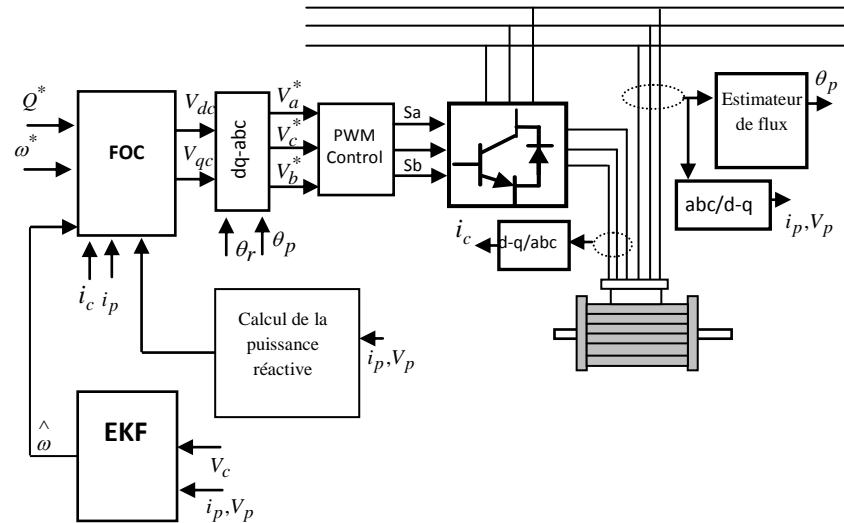
$$Y_{k+1} = C_d X_k \quad (V-10)$$

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain G réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

Les réglages de Q et de N ont été réglés afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux, mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

La figure V.2 représente le schéma global qui simule la commande vectorielle de la BDFM associée au filtre de Kalman étendu. Des hypothèses simplificatrices sont faites, et les seules grandeurs de mesures sont les courants. Certaines grandeurs seront fournies directement par la commande. Ainsi, tous les tensions et les courant statorique du BP seront considérés comme des entrées pour le filtre.



FigV.2 Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique avec le filtre de Kalman étendu

V.4. Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées sur le système constitué de l'ensemble convertisseur -BDFM- commande vectorielle, c'est le même système du deuxième chapitre à la différence de l'observateur du vitesse qui remplace avec la estimation de filtrer de Kalman où les performance de la commande sans capteur sont testés en mode moteur et ensuite en mode génération.

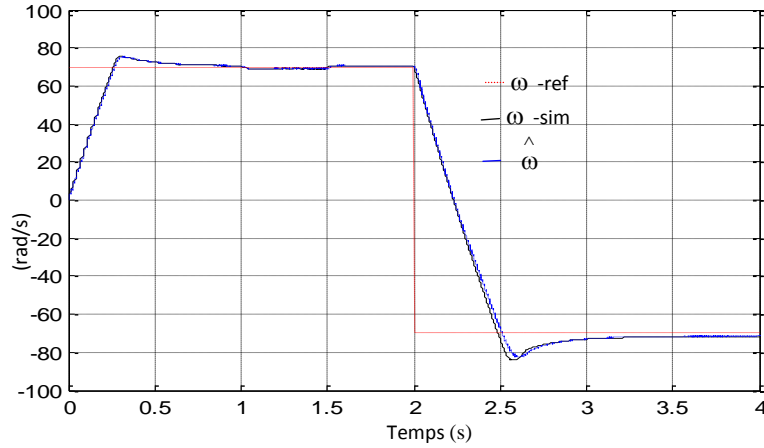
V.4.1. Résultats de simulations avec le mode moteur

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu en mode moteur, nous avons soumis notre système à deux tests de

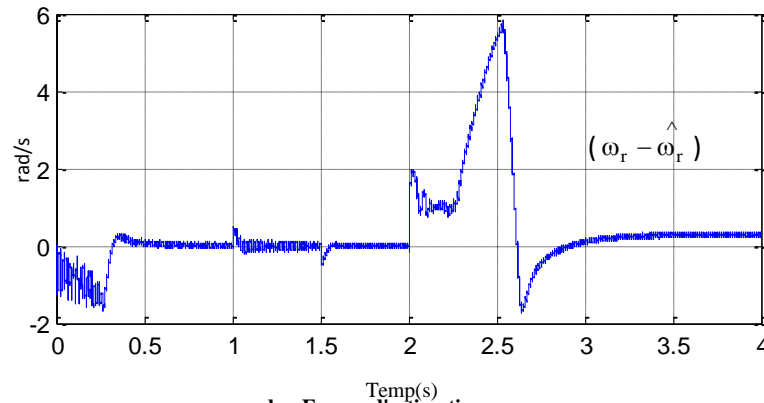
simulation (le première démarrage à vide avec introduction de la charge et inversion du sens de rotation et le deuxième estimation pour les basses vitesses avec l'injection du bruit de mesure).

Test 1 : Inversion de la vitesse avec introduction de la charge

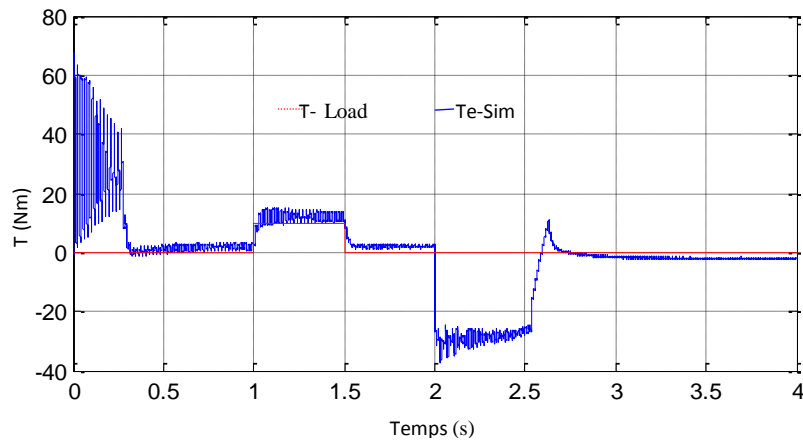
On applique une consigne de vitesse égale à 70 rad/s et application d'un couple de charge $T_{lod}=10$ Nm à $t=1.5$ sec, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -70 rad/s.



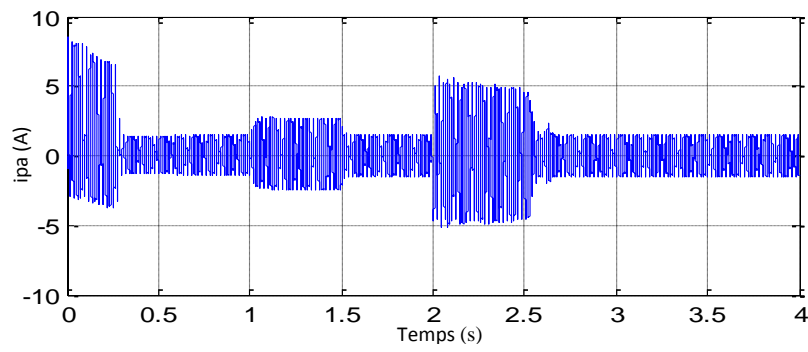
a. Vitesse de la machine



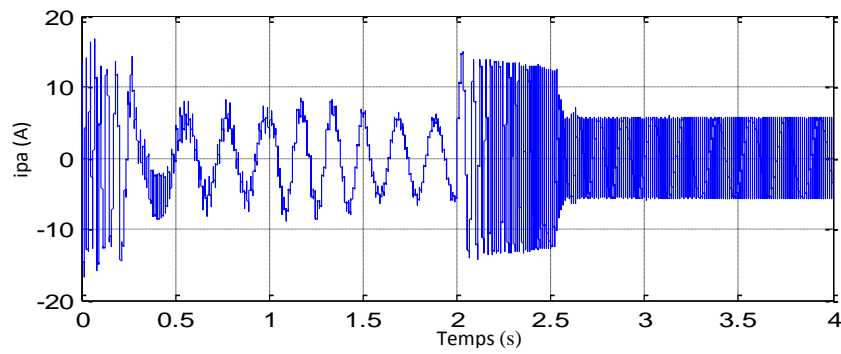
b. Erreur d'estimation



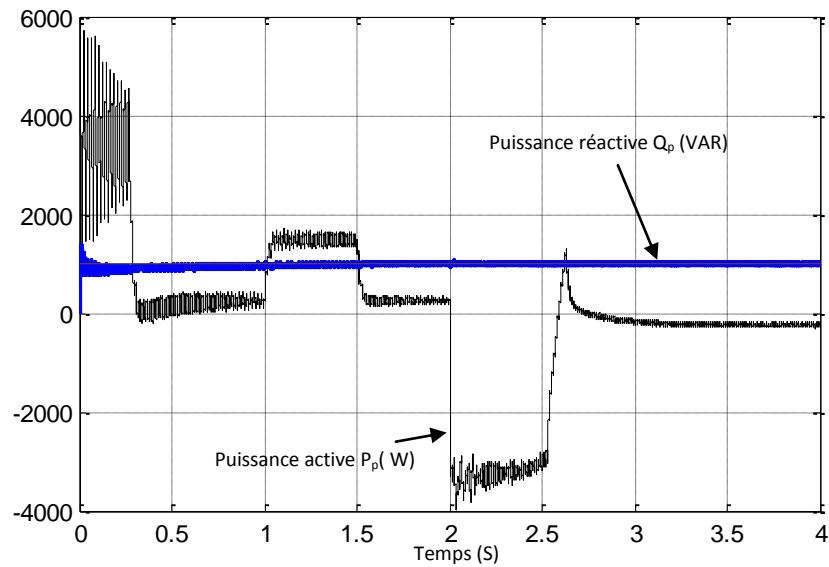
c. Couple électromagnétique



d. Courant du bobinage de puissance



e. Courant du bobinage de commande



f. puissance réactive et active

FigV.3 Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation et introduction d'un couple de charge.

- **Interprétation des résultats**

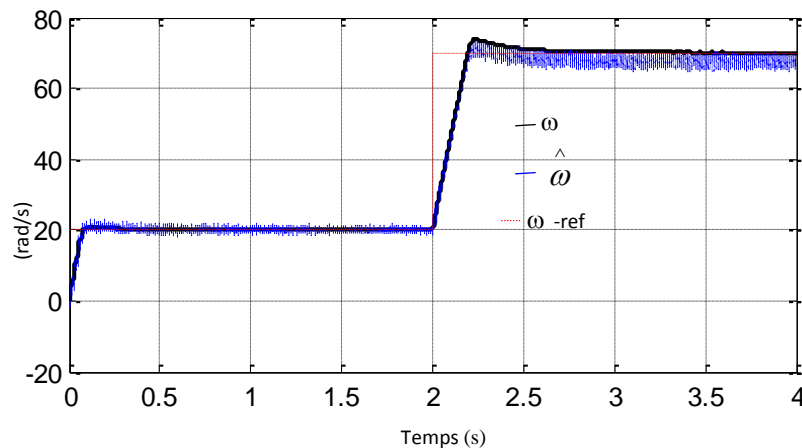
-D'après ces résultats (FigV.3), on constate que la vitesse estimés par le EKF suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle dans la BDFM. Par la suite, on a un couple plus stable et les erreurs d'estimations proches de zéro.

-Les allures du puissance réactive de la BDFM et de sa référence, sont pratiquement identiques.

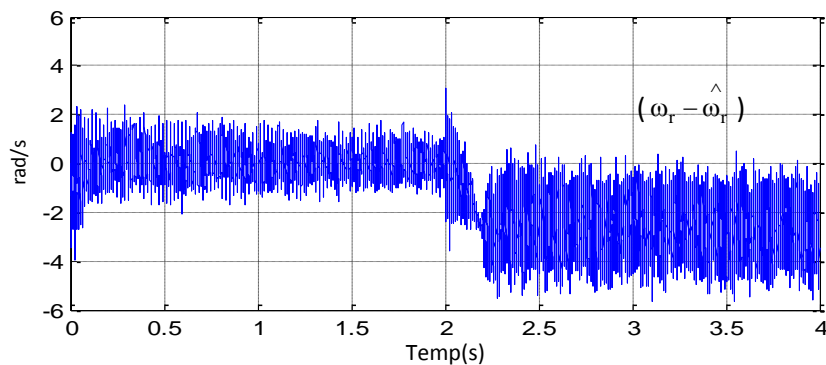
Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis à la variation brusque de la vitesse de rotation et introduction de la charge.

Test 2 : Estimation pour les basses vitesses avec bruits sur les mesures dans les courants de BP

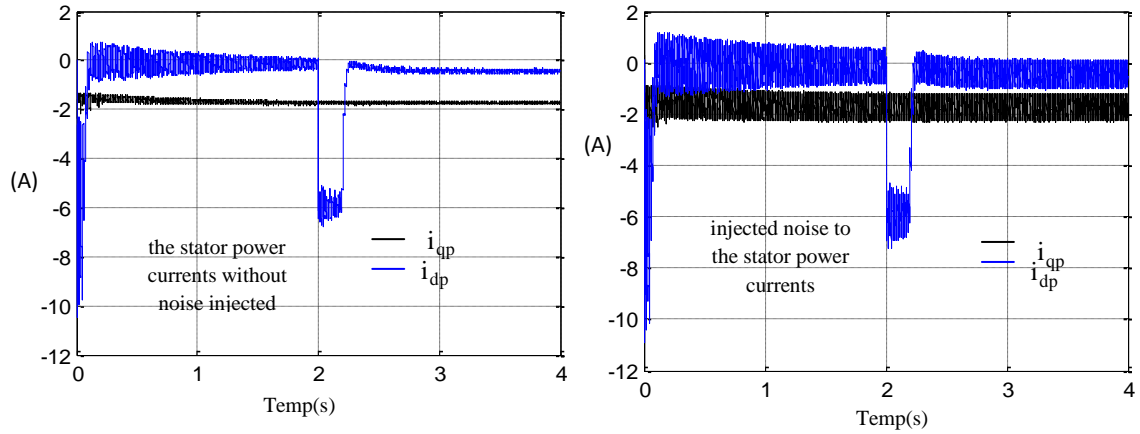
L' EKF est testé dans les conditions de fonctionnement où les courants mesurés sont bruités a basses vitesses ,on appliquant un changement de la consigne de vitesse de 20 rad/sec à 70 rad/sec à partir de l'instant $t=2$ sec, le bruit gaussien de mesure est injecté dans les courants mesurés (courants de BP dans la référence d-q) , Les résultats sont représentés par la Fig. V.4 .On observe d'après ces résultats que l'estimation de la vitesse est satisfaisante.



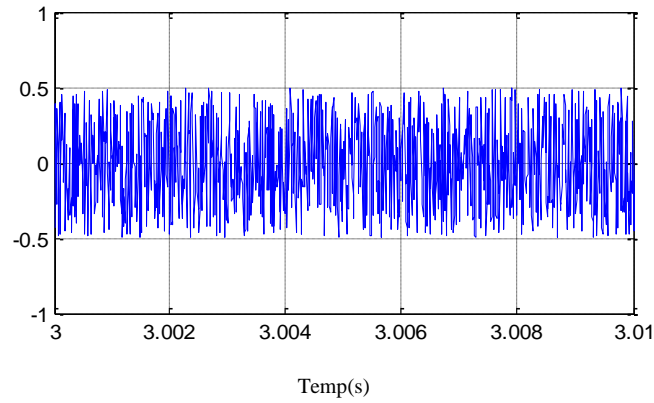
a. Vitesse mécanique



b. l'erreur d'estimation



c- l'injection du bruit dans les courants du BP

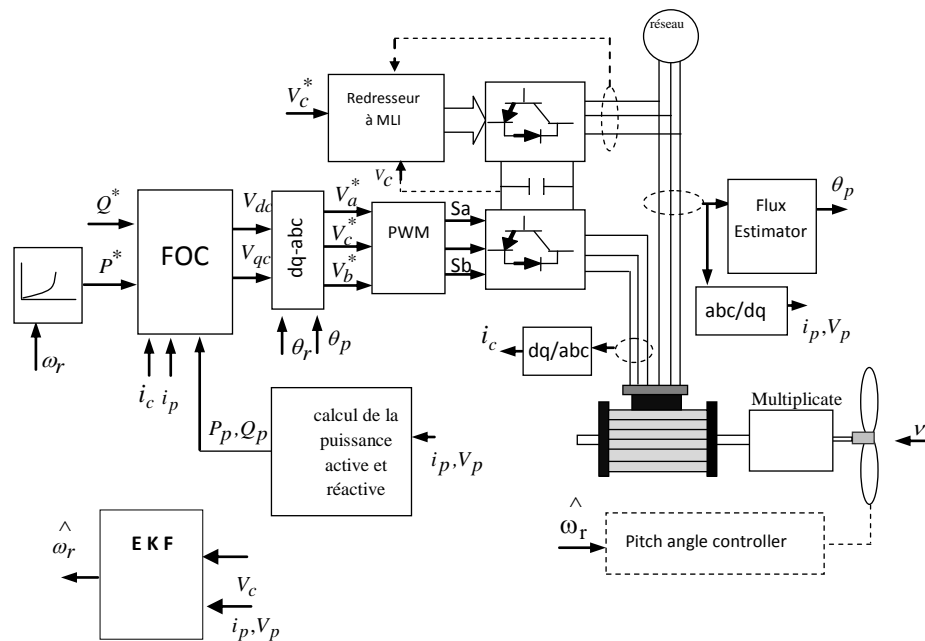


d- le bruit injecté

FigV.4 Résultats de simulation a basses vitesses lorsque les courants mesurés sont bruités

V.4.2. Résultats de simulation pour le fonctionnement en génératrice

Dans cette partie, nous avons simulé le commande sans capteur de la BDFM qui fonctionne en mode génératrice entraînée par une éolienne sur la base de filtre de Kalman étendu (EKF) qui estimé la vitesse du rotor.



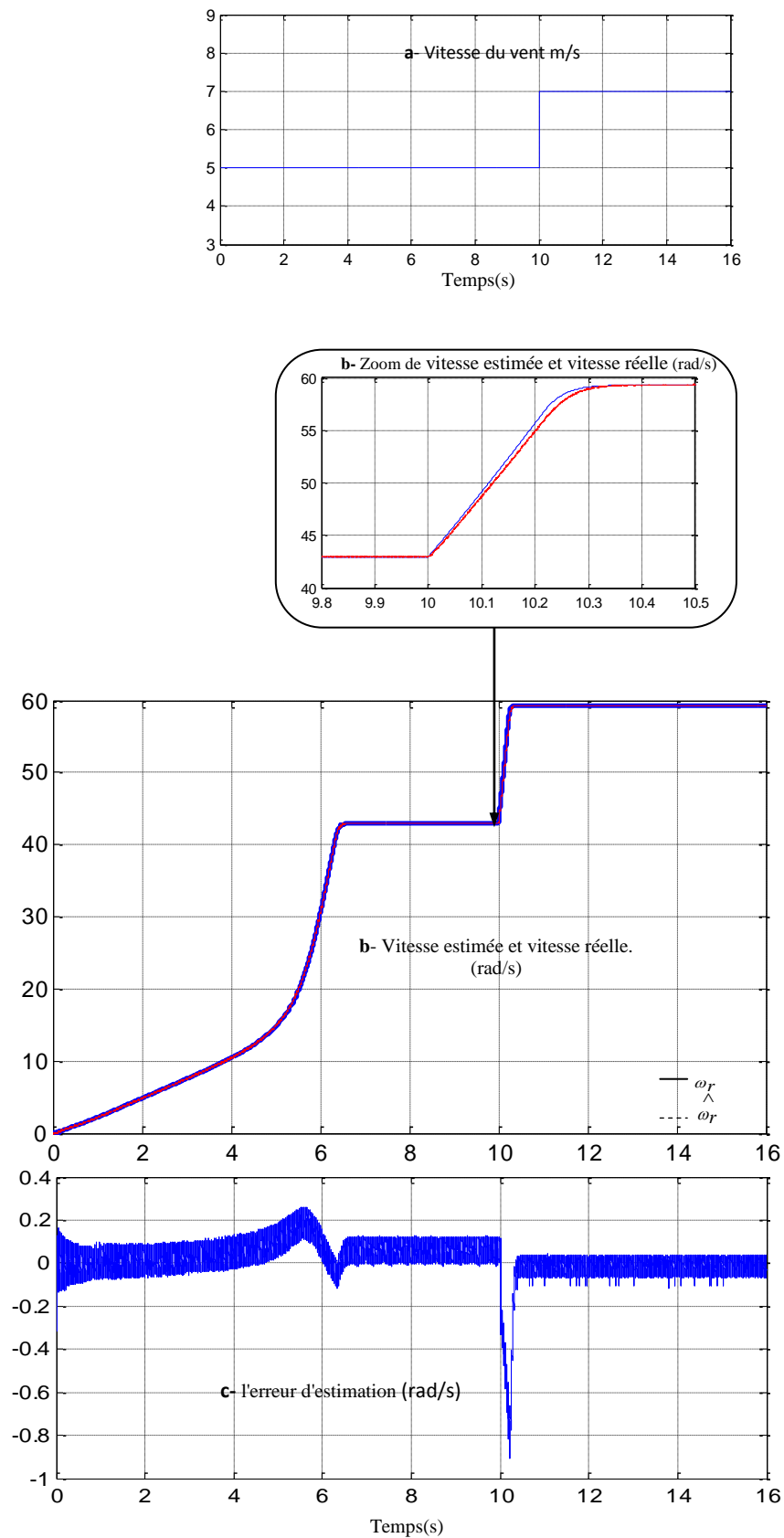
FigV.5 Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de La BDFG basé sur le filtre de Kalman étendu

En utilisant la stratégie de l' MPPT par le réglage de l'angle d'orientation des pales qui modifie les performances de la turbine, et plus précisément le coefficient de puissance, qui basé sur le principe de fonctionnement lorsque en basses vitesses les pales sont face au vent, puis, pour les fortes vitesses de vent, s'inclinent pour dégrader le coefficient de puissance.

V.4.2.1. Résultats de simulation

Le teste de performance de la chaîne éolienne est fait en considérant un vent variable (figure V.6). La machine étant raccordée à un réseau, Nous avons pris le valeur de références des puissances réactives $Q_p=0$ et l'angle d'orientation des pales peut varier entre 0° et 30° pour obtenir une réponse réaliste .

Les résultats de simulation de toute la chaîne éolienne sont représentés sur les figures ci-dessous.



FigV.6 vitesse de vent, Zoom sur la vitesse estimée et mesuré, La vitesse mécanique de rotor, L'erreur de l'observation

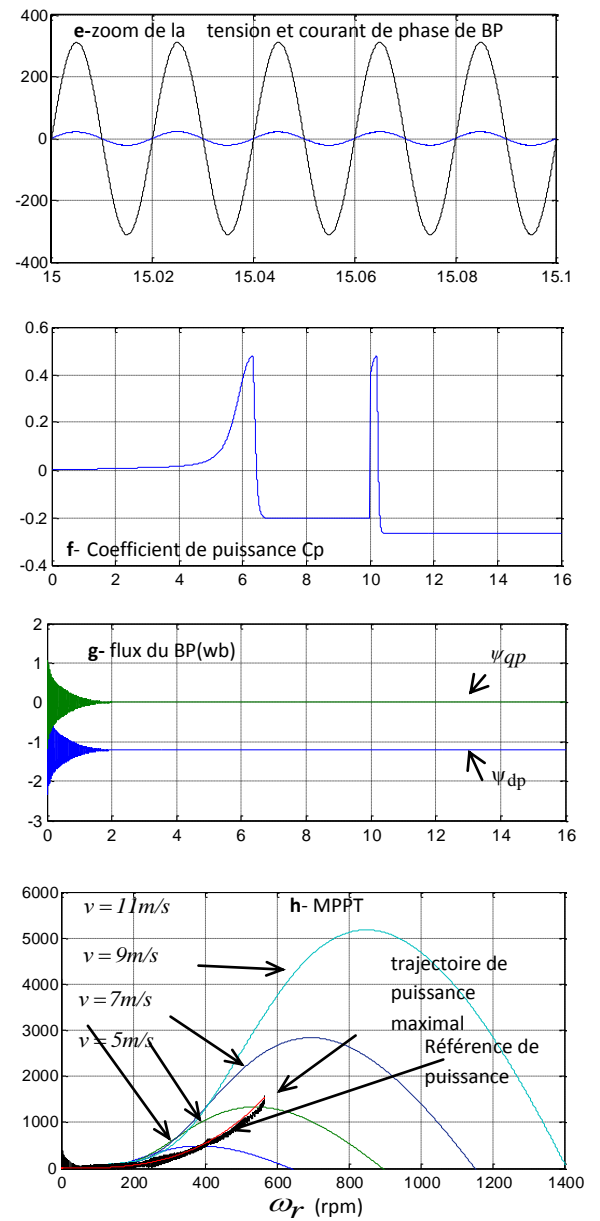
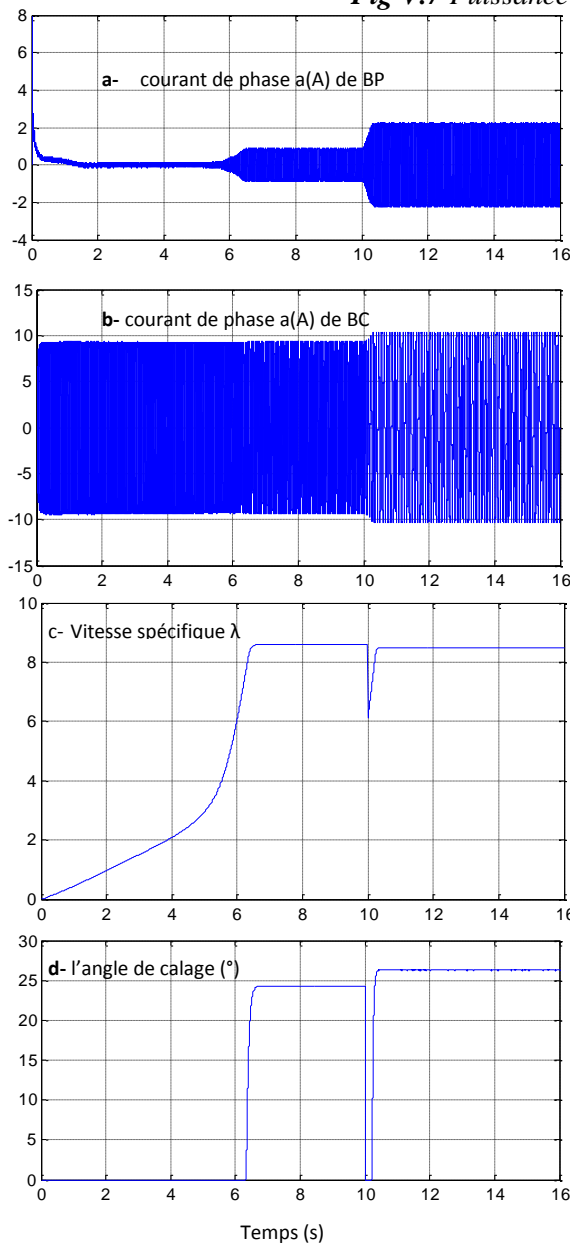
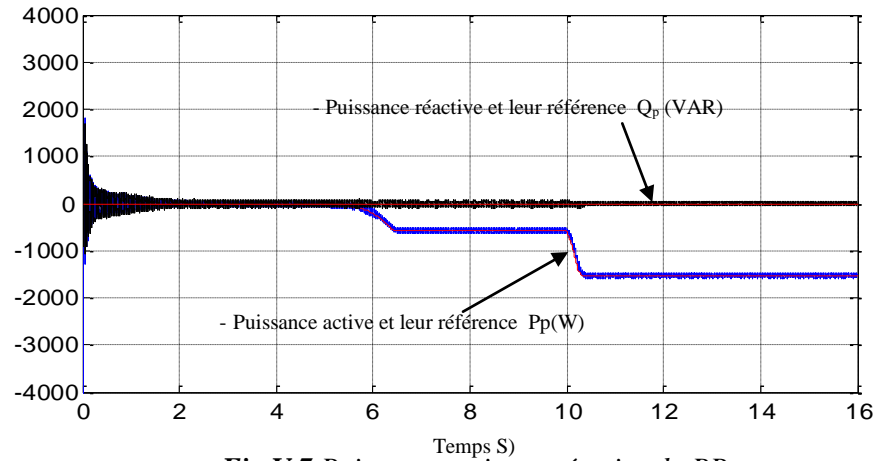


Fig V. 8 Courant du BP, Courant du BC, la vitesse spécifique λ , Coefficient de puissance C_p , Flux statoriques du BP, Angle de calage B des pales, MPPT

En utilisant la vitesse estimée comme entrée de la commande MPPT par réglant l'angle d'orientation des pales, ainsi la puissance active de référence est déterminée pour chaque vitesse de la turbine pour permettre une conversion optimale de l'énergie. Cependant la référence de puissance réactive de référence est à zéro.

- **Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation permettent d'observer l'évolution de différentes grandeurs qui interviennent dans cet algorithme, où on distingue les remarques suivantes.

- il est clair que la vitesse estimée suit fidèlement celles de la vitesse réelle dans différentes valeurs de vent.

- Le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne a plusieurs valeurs et le coefficient de puissance est obtenu pour différents angles de calage qui nous donnent leurs valeurs de références optimales ($\lambda = 8.1$), mais le coefficient de puissance C_p ne restent pas pratiquement égaux à leurs valeurs de références optimales.

- les variations du coefficient de puissance (C_p) correspondant aux changements de la réponse de l'angle de calage qui varient la vitesse de la turbine à la valeur optimale.

- L'allure des composantes du flux statorique du BP montre une bonne orientation du flux garantissant une commande vectorielle bien découplée de la BDFG.

La puissance éolienne capturée suit sa référence optimale et possède la même allure que le profil de vent appliqué, cette allure est conforme aussi par la trajectoire de puissance maximale.

Cette méthode de contrôle permet de se rapprocher rapidement de la MPPT à l'aide de l'estimation de la vitesse de rotation ω , c'est-à-dire sans utilisation de capteur de vitesse du vent et réduit considérablement l'algorithme de la recherche de puissance maximale.

V.5. Conclusion

Une stratégie de commande MPPT sans capteur mécanique de la BDFG est proposée dans ce chapitre. Cette stratégie se justifie par l'effet du mouvement ondulatoire du vent et des bruits qui peuvent perturber considérablement le modèle de la source. Cette méthode d'observation de vitesse qui permet de reconstituer la vitesse rotorique est une des plus performantes. Les résultats de simulation montrent que le filtre de Kalman

donne de bons résultats sur l'estimation de l'angle mécanique du rotor. Ces résultats peuvent être utilisés dans la commande vectorielle où le filtre de Kalman qui remplace le capteur de position.

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans cette thèse s'est intéressé à la commande robuste de la machine double alimentation sans balais et son utilisation dans un système de conversion d'énergie éolienne.

En premier lieu, la commande vectorielle et la commande directe du couple ont été étudiées. Puis, la commande de la BDFM appliquée au système de conversion d'énergie éolienne qui a été développée. Après avoir démontré les limites et les inconvénients de ces commandes, par analyse des résultats de simulation, la commande robuste des puissances active et réactive de la génératrice sans balais doublement alimentée BDFG a été abordée et une nouvelle approche a été proposée pour sa commande. Cette approche est basée sur l'observateur de filtre de Kalman étendu, dont l'avantage principal est l'obtention d'une commande sans capteurs de vitesse ou de position. On a constaté, d'après l'analyse des résultats obtenus par simulation, que le fonctionnement sans capteur de vitesse donne de bonnes performances, pour le système de conversion complet, aussi bien à vitesse nominale qu'à de faibles vitesses tant en fonctionnement moteur que générateur.

D'après l'analyse des résultats obtenus, on peut conclure que les objectifs suivants ont été atteints :

- Une étude détaillée a été réalisée du couplage de la BDFG au réseau en s'appuyant sur l'algorithme de la commande vectorielle via la régulation de la puissance, après connexion, ainsi que le contrôle indépendant des puissances active et réactive;
- Une proposition d'une nouvelle technique de contrôle basée sur le contrôle intégrant avec deux régulateurs logiques flou;
- Une application d'une commande à structure variable en utilisant un modèle très simple et très robuste à la variation paramétrique;
- Utilisation d'un filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la vitesse du rotor de BDFM en mode de génératrice pour produire de l'énergie éolienne.

En perspective, les travaux effectués dans cette thèse, nous incitent à envisager le développement des points suivants :

- Valider expérimentalement les travaux réalisés dans cette thèse, en particulier la réalisation de la commande de la BDFM appliquée au système de conversion d'énergie éolienne.
- Développer d'autres algorithmes de contrôle de la BDFM alimentée par deux onduleurs de tension.
- Faire une étude sur la modélisation de la BDFM à l'aide de la méthode des éléments finis et optimisation ce modèle par les algorithmes génétiques.
- Développer un observateur de couple électromagnétique pour l'application dans les systèmes de productions à vitesse variable.
- Introduire des techniques des commandes de la BDFM à l'aide d'un convertisseur matriciel.

Publications et Communications

1. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Sensorless optimal power control of brushless doubly-fed machine in wind power generator based on extended kalman filter" International Journal of System Assurance Engineering and Management ,Vol.4, Issue 1, pp 57 –66, March 2013.*
2. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Simulation of grid connection and maximum power point tracking control of brushless doubly-fed generator in wind power system" Frontiers in Energy, Vol.7, Issue 3, pp 380–387. September 2013.*
3. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Power control of brushless doubly-fed machine based on back-to-back PWM converter in wind energy conversion system" The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 8, No.1, 2012.*
4. *Hicham Serhoud , Djilani Benattous "Sliding mode control of brushless doubly-fed machine used in wind energy conversion system" Revue des Energies Renouvelables Vol.15, No.2 (2012),pp. 305 – 320*
5. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Maximal wind energy tracing of brushless doubly-fed generator under flux oriented vector control" International Journal of Renewable Energy Research, Vol.2, No.2, 2012.*
6. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Maximal wind energy tracing of brushless doubly-fed generator under fuzzy logic control in wind energy conversion system" 4th international conference on electrical engineering, Algeirs, Algeria 7-9 May 2012, 2012.*
7. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Modeling and power flow control of a brushless doubly-fed generator " 6th International Conference on Electrical Engineering, Batna-Algeria, 11-13October 2010.*
8. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Sensorless sliding power control of doubly fed induction wind generator based on MRAS observer" International Journal of Engineering and Applied Sciences" Vol.7, No.4, 2011.*
9. *Hicham Serhoud, Djilani Benattous "Robust sliding power control of doubly fed induction wind generator", CGE'07 EMP, Algerie, 12-13 Avril, 2011.*

Annexe A

Table 1 . Paramètres de la machine BDFM

	PW	CW	Rotor
Resistance (Ω)	$R_p=1.732$	$R_c=1.079$	$R_r=0.473$
Inductance statorique (mH)	$L_p=714.8$	$L_c=121.7$	$L_r=132.6$
Inductance mutual (mH)	$M_p=242.1$	$M_c=59.8$	

Caractéristiques :

la vitesse naturelle synchrone est $\omega_{rn}=750$ rad/min ,et $P_p=1$, $P_c=3$.

courant nominal de $I_{pn}=I_{cn}=10$ A

$F_s=50$ Hz Fréquence du réseau industriel.

$V_N=220/380$ V Tension du réseau.

Paramètres de Redresseur

Valeurs nominales : $V_{in}=220$ V/ $f=50$ Hz,

Capacité du condensateur de lissage de la tension du bus continu : $C=0.002$ F,

Paramètres du filtre

Inductance : $L=0.014$ H; Résistance: $r=0.3 \Omega$.

Paramètres de la turbine

Nombre de pales=3

Rayon des pâles $R_t=2$

Gain du multiplicateur de vitesse $G_t=2$

Les matrices de covariances sont données comme suit

$$R = 10^{-2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Q = 10^{-4} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^2 \end{bmatrix}$$

Annexe B

Dans le but de linéarité et de simplifier le modèle nous allons faire un certain nombre d'hypothèses :

- La première simplification consiste à considérer que la dynamique de l'onduleur est très rapide par rapport à celle de la machine.
- La seconde simplification considère les résidus de découplage comme une perturbation qui devra être rejetée par la loi de commande.

Dimensionnement du régulateur PI

La figure (1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI

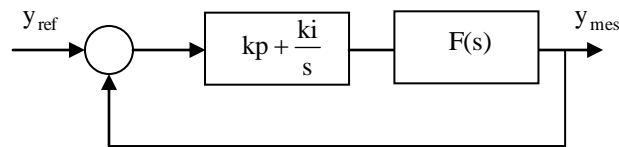


Fig1 Schéma bloc d'un système régulé par un PI

La forme du correcteur est la suivante :

$$C_c = K_p + \left(\frac{k_i}{s}\right)$$

Avec :

k_p : est le gain proportionnel du régulateur.

k_i : est le gain intégral du régulateur.

Si on considère la fonction de transfert suivante $F(s) = \frac{k}{1 + \tau s}$

En boucle ouverte, on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(s) = k \frac{k_p + \left(\frac{k_i}{s}\right)}{1 + \tau s} = \frac{k(k_p s + k_i)}{s(1 + \tau s)} = k k_i \frac{(1 + \frac{k_p s}{k_i})}{s(1 + \tau s)}$$

On prend $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

$$\text{Alors } F_{BO} = \frac{k_i k}{s}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{Br}(s) = \frac{k_i k}{k_i k + s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_i k} s} = \frac{1}{1 + \tau_r s}$$

$$\text{Avec } tr = \frac{1}{ki \cdot k}$$

Les valeurs des régulateurs KP et Ki sont déterminés pour un choisi à $tr = 0.1$.

$$ki = \frac{1}{tr \cdot k} \quad kp = \tau \cdot ki$$

Commande de courant : ic

La relation suivante de la dérivée de ‘ic’ par l’expression suivant :

$$V_c \approx R_c \cdot i_c + D1 \frac{di_c}{dt}$$

La fonction de transfert pour la régulation de ic est égale à :

$$\frac{ic(s)}{vc(s)} = \frac{1}{s \cdot D1 + R_c} = \frac{1/R_c}{1 + s \cdot (D1/R_c)}$$

Donc on peut écrire les valeurs K, τ comme suit

$$K = 1/R_c$$

$$\tau = D1/R_c$$

Et les valeurs des régulateurs KP et Ki donné par :

$$ki = \frac{1}{tr \cdot k} \quad kp = \tau \cdot ki$$

Commande de la puissance du BP

L’expression des puissances active et réactive peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{cases} P_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{qp} \\ Q_p = \frac{3}{2} V_{qp} i_{dp} \end{cases}$$

Avec la relation entre le courant de BP et BC

$$i_{dc} \approx \left(\frac{L_r L_p - M_p^2}{M_p M_c} \right) i_{dp}$$

$$i_{qc} \approx \left(\frac{L_r L_p - M_p^2}{M_p M_c} \right) i_{qp}$$

Donc on peut écrire la relation suivant :

$$\begin{cases} P_p \approx D2 i_{qc} \\ Q_p \approx D2 i_{dc} \end{cases}$$

La fonction de transfert pour la régulation de Pp est égale à :

$$\frac{P_p(s)}{i_{qp}(s)} = D2 \cdot FT(s)_{\text{rég-ic}}$$

Alors :

$$K = D2/R_c$$

$$\tau = D1/R_c$$

Les valeurs des régulateurs sont déterminés pour un τ choisis :

$$k_i = \frac{1}{\tau \cdot k} \quad k_p = \tau \cdot k_i$$

Commande du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé sous la forme suivant:

$$T_e \approx \frac{3}{2\omega_p} (P_p + P_c) V_{qp} i_{qp}$$

La synthèse du régulateur de T_{em} est similaire à celles de P_p et Q_p puisque la dynamique de régulation correspond à la commande de i_{qp} en boucle fermée. On a donc retenu les mêmes valeurs que dans le cas de la commande de puissance.

Synthèse de l'asservissement de vitesse

La fonction de transfert entre le couple électromagnétique et la vitesse de la machine est donnée par :

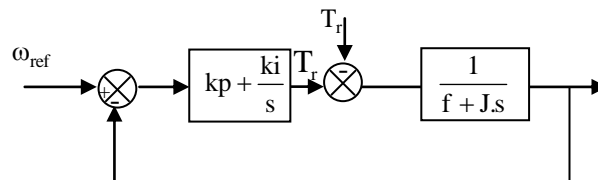


Fig.2 Boucle de régulation de vitesse avec correcteur PI.

Pour réaliser la synthèse du correcteur de vitesse, on calcule la fonction de transfert en boucle ouverte notée $T_{BO}(s)$ et définie par l'équation

$$T(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + Ds}$$

L'expression de la fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (D + K_p)s + k_i}$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est sous la forme

$$F(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (D + K_p)s + k_i} = \frac{k}{1 + \tau s}$$

D'où

$$k_p = \frac{k J}{\tau} \qquad k_p = \frac{k D}{\tau} + \frac{k J}{\tau} (k - 1)$$

Références Bibliographiques

[ABD-10]B. Abdelouahab “Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI ”, Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas - Setif, 2010, Algérie.

[AHM-06] G. Ahmed, Abo Khalil, and Dong-Choon Lee and Se-Hyun Lee “grid connection of doubly-fed induction generators in wind energy conversion system”, in Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics And Motion Control Conference, 2006, 1 - 5 .

[AKI-04] B.Akin, Umut Orguner, and Aydin Ersak “An experimental performance test of a derivative-free non-linear state observer designed for sensorless AC drives”, in Proceedings of the IEEE International Conference Mechatronics, pp. 432 – 438, 2004.

[AOU-07] D.Aouzellag, K.Ghedamsi, E.M.Berkouk “ Network power flow control of variable speed wind turbine”, in IEEE power Engineering, Energy and electrical driver Conference, pp. 435 - 439, 2007.

[ARB-09] J.Arbi, Manel Jebali-Ben Ghorbal, Ilhem Slama-Belkhodja, Lotfi Charaabi, “Direct virtual torque control for doubly fed induction generator grid connection” In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(10): 4163-4173.

[ARD-12]Sid Ahmed El Mahdi ARDJOUN, Mohamed ABID, Abdelghani AISSAOUI, Abdellatif NACERI “Commande par mode glissant d’un système éolien à base d’une génératrice asynchrone à double alimentation” ICRE’2012, 15-16 avril 2012 - Université A. Mira –Bejaia.

[BAG-99] L.BAGHLI “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques” thèse de docteur de l’Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

- [**BAR-10**] F. Barat, Shiyi Shao, Ehsan Abdi, Hashem Oraee and Richard McMahon "Synchronous operation control of the brushless doubly-fed machine", in IEEE International Conference of Industrial Electronics (ISIE), 4-7 July 2010 . pp. 1510 – 1516.
- [**BAT-07**] C. Batlle, Arnau Doria-Cerezo and Romeo Ortega "A stator voltage oriented PI controller for the doubly-fed induction machine", in Proc of the American Control Conference New York City, USA, July 11-13, 2007.
- [**BEN-10**] L. Benalia, " Commande en tension des moteurs a induction double aliments ", Thèse De Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [**BET-00**] R.E. Betz, M. Jovanovic " The brushless doubly fed reluctance machine and the synchronous reluctance machine- a comparison", IEEE Transactions on Industry Application, vol. 36, no. 4, July/August 2000, pp. 148-154.
- [**CAR-05**] R. Cardenas, R. Pena, Proboste, J. Asher, G. Clare, J. "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No 4 , pp. 710 – 718, 05 Dec 2005 .
- [**CAR-08**] R. Carlson, H. Voltolini "Grid synchronization of brushless doubly fed asynchronous generators in wind power systems", in IEEE International Conference on Industrial Electronics, 2008, 2173 - 2177.
- [**DEN-07**] A. Dendouga, R. Abdessemed, M. L. Bendaas and A. Chaiba "Decoupled active and reactive power control of a doubly-fed induction generator (DFIG)", in Proceedings of the 15th mediterranean conference on control & Automation, July, 2007.
- [**DEN-10**] A. DENDOUGA " contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM) », Thèse de Doctorat en sciences, Université de Batna, 2010, Algérie.
- [**DIN-09**] V. Dinkhauser, Friedrich W. Fuchs "Detection of rotor turn-to-turn faults in doubly-fed induction generators in wind energy plants by means of observers", in proceeding of the IEEE 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09, 8-10 Sept. 2009, pp: 1 – 10, 2009.
- [**DRI-05**] S. Drid, " Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

- [ELA-04] S. El aimani, “ Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille (ECL) 2004
- [GUN-09] R. Gunabalan , V. Subbiah , and B. Rami Reddy “Sensorless control of induction motor with extended kalman filter on TMS320F2812 processor” International Journal of Recent Trends in Engineering (IJRTE), pp 14-19, ISSN 1797-9617, Vol 2, No 5, 2009.
- [GAI-10] A. GAILLARD “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service” Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2010.
- [GHE-11] T. GHENNAM “Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, apports des convertisseurs multiniveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Docteur en génie électrique, École Militaire Polytechnique d'Alger, 2011.
- [HAM-07] S. Hamdouche “contribution a l'amélioration des structures de régulation des courants des machines a courant alternatif”, Mémoire de Magister Université de Batna ,2007.
- [HOP-01] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, “Doubly-fed A.C machines: classifications and comparaison”, in EPE conference 2001-Gratz, DS 3.4-2.
- [HOP-01] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson and R.A. Lakin “Combined magnetising flux oriented control of the cascaded doubly-fed induction machine”, in IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 148, No. 4, July 2001.
- [HOP-99] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson and R.A. Lakin “Stator flux oriented control of a cascaded doubly-fed induction machine” proceeding of the IEEE International Conference on Electric Power Applications, Vol. 146, pp. 597 - 605, 1999.
- [HU-10] J. Hu , H. Nian , B. Hu, Y. He “Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach”, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 25, no. 4, pp. 1028 - 1039, Dec. 2010.
- [HUA-11] Y. Huang , Y. Xu , X. Zhou, L. Xu “The modeling research on brushless doubly-fed generator under no-load condition for wind power generation system”, In proceeding of the IEEE international Conference Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011, 1138 – 1143.

- [IDJ-10] K. Idjdarene “Contribution à l’étude et la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonomes” Thèse de doctorat en Génie Electrique, l’Université Lille 1, France, 2010.
- [JIN-09]S. Jin, F. Zhang and Y. Li, “ H_{∞} robust control for VSCF brushless doubly-fed wind power generator system”, in proceeding of the IEEE international Conference on Automation and logistics, pp. 471 – 475, 2009.
- [KEY-03] H. Keyuan , H. Yikang “Investigation of a matrix converter-excited brushless doubly-fed machine wind-power generation system”, in proceeding of the IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference, 17-20 Nov. 2003, pp: 743 – 748.
- [LAU-89]H.K. Lauw, “Characteristics and analysis of the brushless doubly-fed machine”, Final Repport, USDOE Bonneville Power Administration n Contract No. 79-85BP243322 Mod-4, June 1989.
- [LI-91]R. Li, A. K. Wallace, R. Spee, and Y. Wang, “Two-axis model development of cage rotor Brushless Doubly-Fed Machines”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 3 pp. 453-460, 1991.
- [LIU-09]Y. Liu, L. Yi, X.Zhao “Control of brushless doubly-fed machine for wind power generation based on two-stage matrix converter”, in IEEE power and energy engineer conference APPEEC, pp. 1 - 5, 2009.
- [LIU-10] Y. Liu, L. Yi, H. Pan , Z. Lan “ The simulation study for brushless doubly-fed generator wind power system based on fuzzy control”, in IEEE power and energy engineer conference APPEEC ,pp. 1 - 4 ,2010 .
- [MAL-11]E. Maldonado, C.Silva, Manuel Olivares “Sensorless control of a doubly fed induction machine based on an extended kalman filter”, in Proc IEEE Power Electronics and Applications, pp.1 – 10, 30 Aug-1 Sept. 2011.
- [MAC-09]M. Machmoum, F. Poitiers “Sliding mode control of a variable speed wind energy conversion system with DFIG”, in the International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2009.
- [MAD-10] O .S. Madbouly, H.F. Soliman, H.M. Hasanien, and M. A. Badr “Fuzzy logic control of brushless doubly fed induction generator”, In proceeding IEEE of the International Conf. on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD),2010, 1 – 7.

- [MCM-06] R A McMahon, P C Roberts, X Wang, et al., “Performance of BDFM as generator and motor”, in IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol.153, no.2, pp. 289-299. 2006.
- [MOH-04] M.B.Mohamed, M.Jemli, M-Gossa, K. Jemli “Doubly fed induction generator (DFIG) in wind turbine modelling and power flow control ”, International Conference on Industrial Technology (ICIT) IEEE, 2004.
- [MOR-05] F. Morand “Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones” Thèse de Docteur de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2005.
- [PAY-06]F. Payam, and M. Jalalifar “ Robust speed sensorless control of doubly-fed induction machine based on input-output feedback linearization control using a sliding-mode observer”, in Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, pp. 1 - 5, 2006.
- [POI-03]F. Poitiers “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne», Thèse de Doctorat, École polytechnique de l’Université de Nantes, 2003.
- [POZ-02] J.Poza, E.Oyarbide, and D.Roye, “New vector control for brushless doubly-fed machines,” in Proc .28th Annu.IEEE IECON, Nov. 2002, vol.2, pp. 1138 –1143.
- [POZ-03]J.Poza, “Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération a vitesse variable”, Ph.D. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, Oct.2003.
- [POZ-05]J. Pozal, E. Oyarbide, D. Roye, I. Sarasola “Stability analysis of a BDFM under open-loop voltage control”, in IEEE International Conference of Power Electronics and Applications, 2005.
- [POZ-06] J.Poza, E.Oyarbide, D.Roye, and M.Rodriguez,“ Unified reference frame dq model of the brushless doubly fed machine,” Proc.Inst.Elect. Eng.—Elect-Power Appl., vol. 153, no.5, pp.726–734, Sep. 2006.
- [POZ-08]J.Poza , E.Oyarbide ,I.Sarasola M.Rodriguez M.Rodriguez “Vector control design and experimental evaluation for the brushless doubly fed machine" IET Electric Power Applications, July 2008.

- [**PRO-08**] K. Protsenko and D. Xu “Modeling and control of brushless doubly-fed induction generators in wind energy applications” IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 3, MAY 2008.
- [**POI-03**] F. POITIERS “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne” Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003.
- [**REZ-09**] SE. REZGUI “Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel” Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [**ROB-06**] P.C.Roberts, “A study of brushless doubly-fed induction machines” PhD thesis, University of Cambridge, 2006.
- [**SAL-09**]G. Salloum “ contribution a la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Doctorat, l'institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [**SAR-07**] I. Sarasola, J. Poza, M A. Rodriguez, Gonzalo Abad “Direct torque control for brushless doubly fed induction machines”, in IEEE International Conference of Electric Machines & Drives , 3-5 May 2007,Vo.2, Pp. 1496 – 1501.
- [**SAR-06**] Z. Sarasola, J. Poza, E. Oyarbide , M A. Rodriguez “Stability analysis of a brushless doubly-fed machine under closed loop scalar current control”, in Proceedings of Industrial Electronics Conference IECON , 2006.
- [**SER-10-a**] H. Serhoud, D.Benattous “Modeling and power flow control of a brushless doubly-fed generator ”, in 6th International Conference on Electrical Engineering, Batna-Algeria, 11-13October 2010.
- [**SER-10-b**] H. Serhoud, D. Benattous “Power control of brushless doubly-fed machine based on back-to-back PWM converter in wind energy conversion system” Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2012, 8(1): 351– 358.
- [**SER-12**]H. Serhoud, Djilani Benattous “Sliding mode control of brushless doubly-fed machine used in wind energy conversion system”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 15 N°2 (2012) 305 – 320.
- [**SER-13.a**] H. Serhoud, Djilani Benattous “Sensorless optimal power control of brushless doubly-fed machine in wind power generator based on extended kalman filter” International Journal of System Assurance Engineering and Management ,Vol.4, Issue 1, pp 57 –66, March 2013.

[**SER-13.b**] H. Serhoud, Djilani Benattous “Simulation of grid connection and maximum power point tracking control of brushless doubly-fed generator in wind power system” *Frontiers in Energy*, Vol.7, Issue 3, pp 380–387. September 2013.

[**SHA-09**] S. Shao, E. Abdi and R McMaho “Stator –flux –oriented vector for brushless doubly fed induction generator” *IEEE Transactions on Industry Electronics* ,Vol.56,No.10,October 2009.

[**SHA-07-a**] S. Shao, E. Abdi, and R. McMahon “Stable operation of the brushless doubly-fed machine (BDFM)”, in *IEEE International Conference of Power Electronics and Drive Systems*, 27-30 Nov. 2007, pp. 897 - 902.

[**SHA-07-b**] S. Shao, E. Abdi, and R. McMahon “Stable operation of the brushless doubly-fed machine (BDFM)”, in *IEEE International Conference of Power Electronics and Drive Systems*, PEDS '07, 27-30 Nov. 2007, Pp. 897 - 902.

[**SHA-08**] S. Shao, E. Abdi and R. McMaho “Vector control of the brushless doubly-fed machine for wind power generation”, in *IEEE International Conference of Sustainable Energy Technologies* , 24-27 Nov., pp. 322 – 327, ICSET 2008.

[**SHA-09**] Z. Shao, Y. Zhan “Adaptive fuzzy sliding mode control for brushless doubly fed machine”, in *IEEE International Conference of Computational Intelligence and Design*, 12-14 Dec, Pp. 73 - 77, 2009.

[**SHA-13**] S. Shao, T. Long, E. Abdi “Dynamic control of the brushless doubly fed induction generator under unbalanced operation” , *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , , Vol. 60, no. 6, 2013, pp. 2465 - 2476.

[**SHO-02**] H. Shoudao , W. Yan , L. Youjie , W. Yaonan “Fuzzy-based power factor control for brushless doubly-fed machines” , in *Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, June 10-14, 2002, Shanghai. P.R.China.

[**SHO-04**] H. Shoudao, W. Yi, W. Yaonan, R. Guangfa, “Active and Reactive Power Control for Brushless Doubly-Fed Machine “*Proc IEEE Power Electronics and Motion Control Conference, IPERC*, pp. 640 - 644 , Vol. 2 , 2004.

[**SHI-02**] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, and S. L. Ho “Speed estimation of an induction motor drive using extended kalman filter” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , pp. 124 – 133, Vol 49, Feb 2002.

- [SHO-02] H. Shoudao , W. Yan ,L Youjie ,W Yaonan “Fuzzy-based power factor control for brushless doubly-fed machines”, in Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Shanghai. P.R.China, June 10-14, 2002.
- [SHO-04] H. Shoudao, W. Yi, W.Yaonan, R. Guangfa, “Active and reactive power control for brushless doubly-fed machine ” , in The 4th International Conference of Power Electronics and Motion Control, 2004. IPEMC 2004.
- [SYL-13] A. M. SYLLA “Modélisation d’un émulateur éolien à base de machine asynchrone à double alimentation” Thèse de l’Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2013.
- [TAK-89] I.Takahashi, and Y. Ohmori, “High-performance direct torque control of an induction motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, no. 2, pp. 257 - 264, 1989.
- [TAR-10] S.Taraft., D.Rékioua , D. Aouzellag “Commande en mode glissant de la MADA dans une éolienne à vitesse variable connectée au réseau”, Revue des Energies Renouvelables SMEE’10 Bou Ismaïl Tipaza -(2010).
- [THO-08] S. Thomsen, K.Rothenhagen, F. W. Fuchs “Online parameter identification methods for doubly fed induction generators”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC pp. 2735 – 2741, 15-19 June 2008.
- [TOH-08] S. Tohidi, M.Reza Zolghadri, A. Oraee “Dynamic modeling of a wind turbine with brushless doubly fed induction generator”, IEEE Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC) Conference, pp. 490 - 494, 15-16 Feb , 2012.
- [VID-04] P-E. Vidal, “ Commande non-linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [VOL-08] H. Voltolini , R. Carlson “ Grid synchronization and maximum power point tracking for wind energy generation system with brushless doubly fed induction generator”, IEEE Industrial Electronics Conference IECOM, pp. 2173 – 2177, 2008.
- [WAN-08] X. Wang, J. Yang, X. Zhang, J. Wu “Sliding mode control of active and reactive power for brushless doubly-fed machine”, in proceeding of the IEEE International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, 2008, 294 – 298.

- [WAN-08] X. Wang, J. Yang, X. Zhang, J. Wu “ Sliding mode control of active and reactive power for brushless doubly-fed machine ” International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management, PP. 294 – 298, 3-4 Aug. 2008.
- [KHO-07] Sejir Khojet El Khil, Ilhem Slama-Belkhodja, Maria Pietrzak-David, “Sensorless field oriented control of doubly fed induction speed drive”, in Proc IEEE The International Conference on Computer as a Tool, pp.9-12, 9-12 September 2007.
- [VOL-08] H. Voltolini, and R. Carlson “ Grid synchronization and maximum power point tracking for wind energy generation system with brushless doubly fed induction Generator" in Proc IEEE Industrial Electronics Conference IECOM, pp. 2173 – 2177, 2008
- [WAN-06] Q. Wang, X Chen, Y Ji “ Control for maximal wind energy tracing in wind brushless doubly-fed power generation on system based double synchronous coordinates” in Proc IEEE International Conference Power System Technology, pp.1 – 6, 22-26 Oct. 2006.
- [WIL-97-a] S. Williamson, A.C. Ferreira, A.K. Wallace, “Generalized theory of the brushless doubly-fed machine. Part 1: analysis”, in IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 2, March 1997, pp. 111-122.
- [WIL-97-b] S. Williamson, A.C. Ferreira, “Generalized theory of the brushless doubly-fed machine. Part 2: model verification and performance”, in IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 2, March 1997, pp. 123-129.
- [WIL-02] R. William. Brassfield, and René Spée, “Direct torque control for brushless doubly-fed machines”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL 32, NO. 5, 2002, pp 1098 – 1104.
- [WAN-06] Q. Wang , X.Chen , and Y. Ji “ Control for maximal wind energy tracing in wind brushless doubly-fed power generation on system based double synchronous Coordinates”, in Proceeding of IEEE Industrial Electronics Conference, IECON2006
- [XU-89] L. Xu , L. Zhen and E. Kim “ Field-orientation control of a doubly excited brushless reluctance machine” IEEE Transactions On Industry applications, Vol.34, No.1, January/February 1998.
- [XU-97] L. Xu, and F. Wang “ Comparative study of magnetic coupling for a doubly fed brushless machine with reluctance and cage rotors”, IEEE IAS Conference, 1997, pp. 326-332.

[ZHA-09] Fengge Zhang, Shi Jin and Xiuping Wang “ Robust control for brushless doubly-fed wind power generator” in proceeding of the IEEE international Conference on Automation and logistics, pp. 1335 – 1339. 2009.

[ZHA-09] X. ZHANG , J. WU , X. FENG,X. ZHANG, and X. WANG “Research on matrix converter and brushless doubly-fed machine for wind power generation system”, in proceeding of the IEEE International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 20-22 May 2009, pp. 1–5.

[ZHO-96] D. Zhou, R Spee. G Alexander, and C. Wallace “ A simplified method for dynamic control of brushless doubly-fed machines”, in Proceedings of International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Aug. 1996, vo.2, pp. 946-951.

[ZHO-97]D. Zhou, R. Spee, y G. C. Alexander, “Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no. 1, pp. 72-78, 1997.

[ZHO-10] J. Zhou,Y.Ren, H.Li , Z. Wang , Zhongquan An, Jinguo Liu, Hongbin Hu “Grid connection control of DFIG wind power generation based on PSCAD” , in proceeding of the IEEE Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010, 1 - 4.

[ZHU-11] Y. Zhu, X. Zhang , and S. Liu “Study on speed sensorless vector control of brushless doubly-fed machine”, in proceeding of the IEEE international Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), pp. 16-18 April 2011.